radio fernsehen elektronik

11

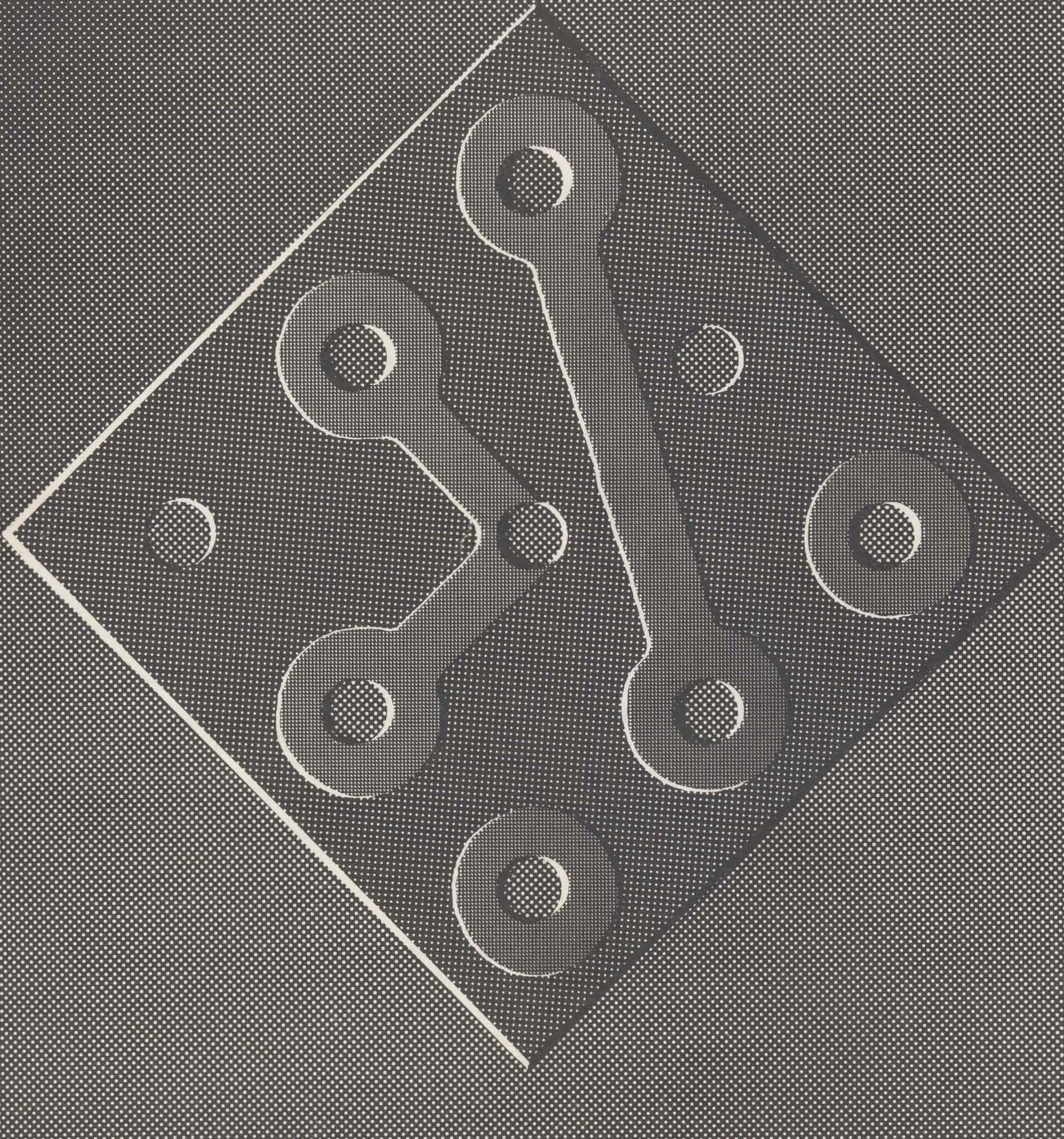
1980

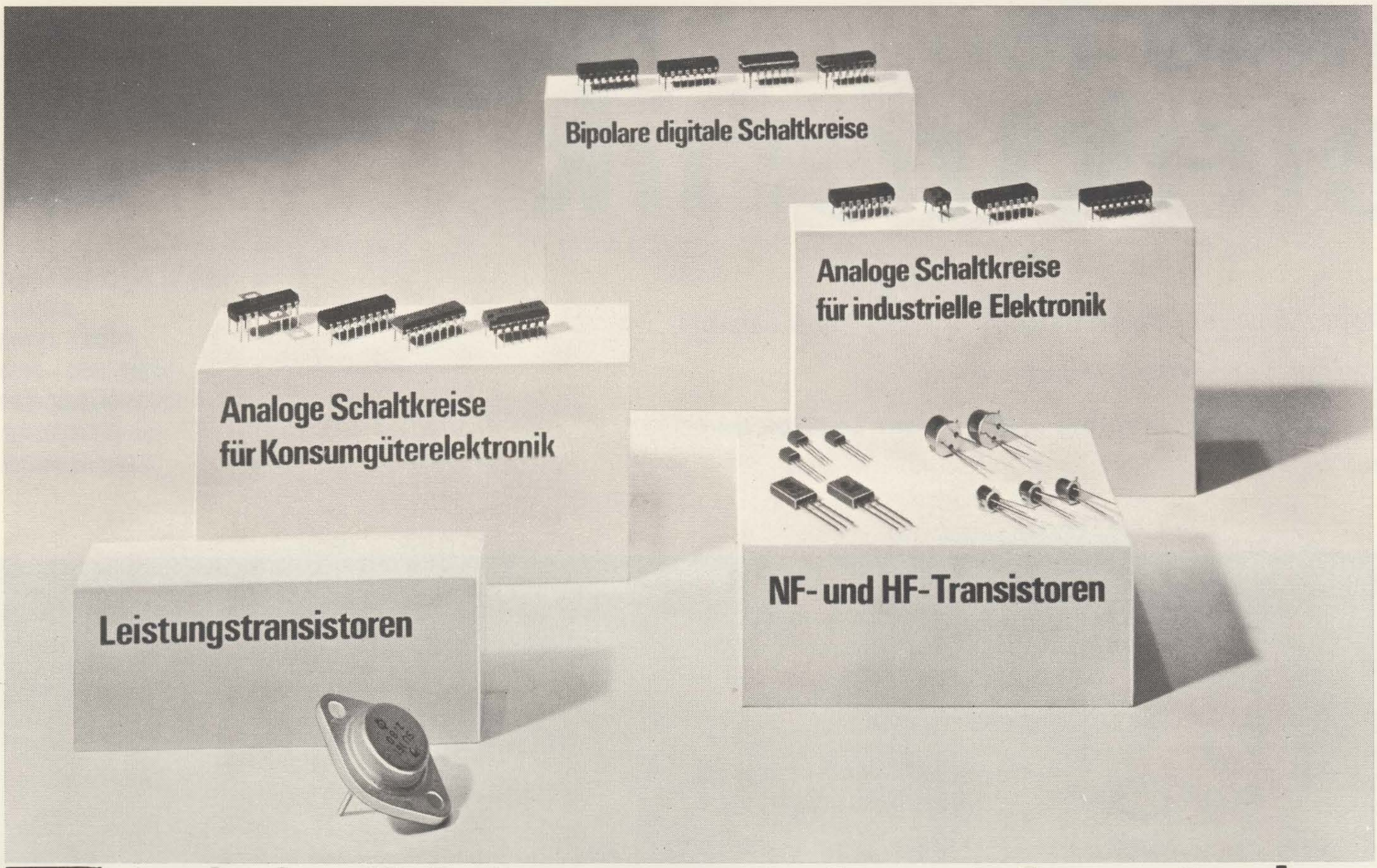
VEB VERLAG TECHNIK
BERLIN
INDEX 33 103
ISSN 0033-7900
NOVEMBERHEFT
29. JAHRGANG
EVP 3,80 MARK

Die logarithmierten Verhältnisgrößen Neper und Dezibel

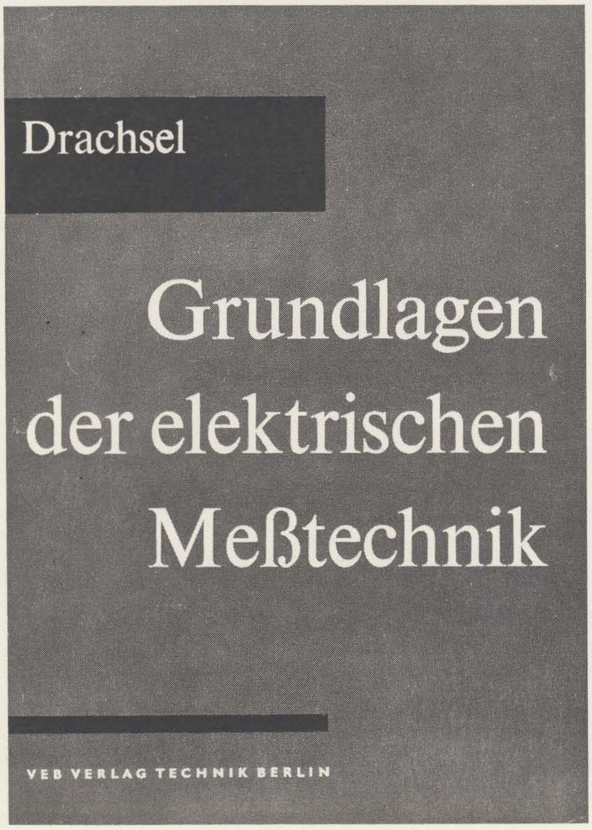
Thermische Kennwerte von Transistoren

Automatische Digitalisierung mehrfarbiger Leiterplatten-entwurfsskizzen





veb halbleiterwerk frankfurt/oder
leitbetrieb im veb kombinat mikroelektronik



Lieferbar in sechster, durchgesehener Auflage:

Grundlagen der elektrischen Meßtechnik

Von Dipl.-Ing. Reinhold Drachsel
288 Seiten, 265 Bilder, 9 Tafeln, Leinen, 19,– M.
Bestell-Nr. 552 138 7

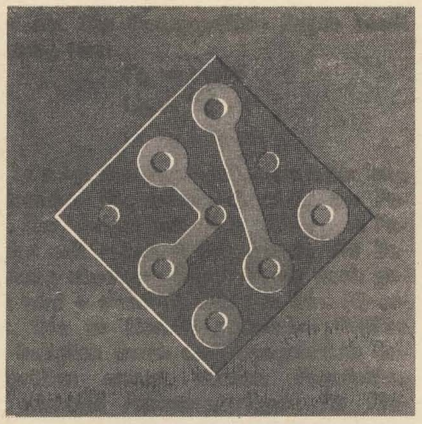
„Diese Auflage des Fachbuches ist geeignet für Studierende an Ingenieurschulen der Elektrotechnik sowie für in der Praxis stehende Ingenieure elektrotechnischer und nichtelektrotechnischer Fachrichtungen, die sich in die Fachproblematik einzuarbeiten haben." Geräte- und Regler-Werke, Teltow

„Großen Wert hat der Autor auf Betrachtungen über die Ursachen und das quantitative Erfassen von Meßfehlern gelegt. Dieser Abschnitt ist eine Fundgrube für den Meßtechniker." Physikalische Berichte, Braunschweig

„Ein gutes Buch für den Praktiker, der täglich mit Meßmethoden zu tun hat." Polytechnisch Tijdschrift, Den Haag

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Titelbild



Das Verfahren der automatischen Digitalisierung von Handskizzen erlaubt die exakte Herstellung von reproduzierbaren und standardgerechten Vorlagen. Es läßt sich für Leiterplattenvorlagen, kartografische Werke u. ä. anwenden. Lesen Sie unseren Beitrag auf Seite 721

Grafik: Jürgen Neugebauer

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Anwendung der IS A 902 D in TTL-Schaltungen
- Vierquadrantenmultiplizierer mit der IS B 222
- NF-Gegentaktendstufen und ihr Emitterwiderstand
- Farbfernsehempfänger Colortron und Colorett
- Zweikanaloszilloskop EO 213
- Zu einigen Tendenzen mikroelektronischer Bauelemente

In diesem Heft

Die logarithmierten Verhältnisgrößen Neper und Dezibel 687

Thermische Kennwerte von Transistoren, Teil 1 692

Minimale Längstransistorbelastung bei Stromversorgungen mit MAA 723 696

Breitbandverstärker bis 100 MHz 699

EPROM-Programmierung mit geringem zusätzlichem Hardwareaufwand 701

Simulationsstufe zur Bestimmung des dynamischen Innenwiderstandes von Stromversorgungsgeräten 704

PROM mit Mehrfachdioden 706

MODERNE STROMVERSORGUNGSTECHNIK 11 707

FÜR DEN SERVICE
Farbfernsehempfänger Raduga 730 711

Internationale Maschinenmesse Budapest 1980 719

Automatische Digitalisierung mehrfarbiger Leiterplattenentwurfsskizzen 721

Zu praktischen Problemen bei linearen Stromspannungswandlern 724

Mehrfachausnutzung von Displays 727

Einstrahloszilloskop EO 211 730

Wir lernten kennen: Reiseempfänger Steratrans R 2310 733

Suchlaufprinzip für elektronische UKW-Tuner 734

Stand & Tendenzen: Sonnenbatterien 735

Die japanische Konkurrenz 737

СОДЕРЖАНИЕ

Непер и децибель 687

Температурные характеристики транзисторов, ч. 1ая 692

Минимальная нагрузка транзисторов в последовательном включении в схемах с применением МАА 723 696

Широкополосный усилитель до 100 МГц 699

EPROM — программирование с малой дополнительной схемной затратой 701

Каскад симуляции для определения динамического внутреннего сопротивления блоков питания 704

ППЗУ с применением многократных диодов 706

Современная техника питания 11 707

Для сервиса 711

Международная ярмарка в Будапеште 1980 г. 719

Автоматическое преобразование аналоговых величим в цифровые для многоцветных эскизов печатных схем 721

К практическим проблемам линейных преобразователей ток-напряжение 724

Многоцелевое использование индикаторов 727

Однолучевой Осциллоскоп EO 211 730

Познакомтесь: Переносной приемник Steratrans R 2310 733

Принцип поиска для электронной настройки УКВ-приема 734

Состояние и тенденции: Солнечные батареи 735

Японская конкуренция 737

OBSAH

Neper a decibel 687

Tepelné charakteristické hodnoty tranzistorů, díl prvý 692

Minimální zatížení podélného tranzistoru napájecích zdrojů s i. o. MAA 723 696

Širokopásmové zesilovače do 100 MHz 699

Programování pamětí EPROM s nepatrným dodatečným vybavením hardware 701

Simulátor k určení dynamického vnitřního odporu napájecích zdrojů 704

Pamět PROM s diodovou kombinací 706

Moderní napájecí zdroje 11 707

Pro servis 711

Budapešťský veletrh 1980 719

Automatická digitalizace vícebarevných návrhů desek s plošnými spoji 721

K praktickým problémům u lineárních převodníků proud-napětí 724

Vícenásobné využití indikačních displejů 727

Oscilograf s jednopaprskovou obrazovkou – EO 211 730

Zkušenosti s cestovním přijímačem Steratrans R 2310 733

Princip samočinného vyhledávání přijímaného programu pro elektronické vkv-tunery 734

Současný stav a směry vývoje Sluneční baterie 735

Japonská konkurence 737

IN THIS ISSUE

Neper and Decibel 687

Thermal parameters of transistors, part 1 692

Minimum longitudinal transistor load at current supplies with MAA 723 696

Wide-band amplifier up to 100 MHz 699

EPROM-programming with little additional hardware expenditure 701

Simulation stage for the determination of the dynamic internal resistance of power supply units 704

PROM with multiple diodes 706

Modern power supply technique 11 707

Service information 711

Budapest Fair 1980 719

Automatic digitalisation of multi-coloured circuit board drafts 721

As to practical problems with linear current–voltage transformers 724

Multiple utilisation of displays 727

Single-beam oscilloscope EO 211 730

Test report of the portable set Steratrans R 2310 733

Search–run principcle for electronic V.H.F. tuners 734

State and tendencies Solar cells 735

The Japanese competition 737

Neu im Handel

Farbfernsehgerät Raduga 730

Bei diesem Importgerät aus der UdSSR handelt es sich um eine Weiterentwicklung des seit längerer Zeit im Handel befindlichen Typs 726. Für die Sendereinstellung hat das Gerät einen Programmspeicher mit sechs nichtrastenden Kurzhubtasten für frei wählbaren Empfangsbereich. Der gewählte Sender wird optisch angezeigt.
Die gesamte Bedieneinheit ist durch Knopfdruck nach vorn herausziehbar, die Wahl der Bereiche erfolgt durch Umstecken von Miniatursteckern, die Programmierung der Sender durch Rändelräder. Der Raduga 730 hat eine auf allen Bereichen wirkende schaltbare AFC.
Erstmalig wird ein Kombinationstuner für VHF und UHF eingesetzt, der Farbdekoder ist mit IS bestückt. Für die Stationswahl ist eine Zusatzelektronik integriert.

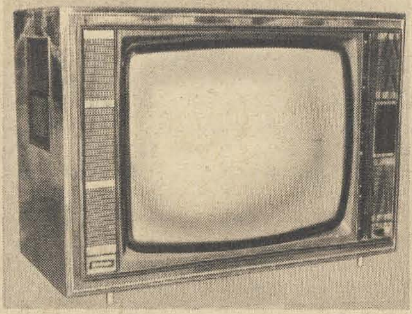


Foto: Müller

Durch den neuen Bedienteil konnte die Vorderfront neu gestaltet werden.
Das Gerät ist neben modernen Halbleiterbauelementen noch mit 7 Empfängerröhren bestückt. Als Bildröhre kommt die 61-cm-90°-Lochmaskenröhre 61 ЛК 3 Ц zum Einsatz.
Auf Seite 711 bringen wir Servicehinweise und Stromlaufpläne für dieses Gerät.

Technische Daten

Netzanschluß	127/220 V Wechselspannung +6 % und −10 %
Norm	CCIR, SECAM III B
Antenneneingang	UHF 75 Ω, VHF 75 Ω
Röhren	61 ЛК 3 Ц, 7 Empfängerröhren
Halbleiter	7 IS, 36 Transistoren, Hochspannungsverdreifacher, Dioden
Automatiken	Stabilisierung der Hochspannung automatische Bildbreitenstabilisierung automatische Entmagnetisierung beim Einschalten des Gerätes Feinabstimmung für VHF
Lautsprecher	1 Breitband- und 1 Hochtonlautsprecher
Ausgangsleistung	2,3 W
Besonderheiten	Anschluß für Tonbandgerät (Aufnahme), Kopfhöreranschluß, Lautsprecher abschaltbar
Gehäuseabmessungen in mm	785 × 550 × 580
Masse	≈ 60 kg

Stereo-An- und -Umschalteinheit AUE 79

Vom VEB Funktechnik Leipzig wird eine neue Stereo-An- und -Umschalteinheit angeboten, die den Benutzern von Stereokopfhörern die Möglichkeit gibt, einen oder mehrere Kopfhörer unterschiedlicher Typen und mit verschiedenen Steckern problemlos an Stereo- und Mono-Wiedergabeeinrichtungen anzuschließen.
Die AUE 79 hat folgende charakteristische Eigenschaften:
- drei schaltbare Betriebsarten
  1. Kopfhörer- und Lautsprecherbetrieb
  2. nur Kopfhörerbetrieb
  3. nur Lautsprecherbetrieb
- Anschluß von Kopfhörern mit Lautsprecher- und Spezialbuchsenstecker oder mit Stecker DKAV 05 (Würfelstecker)
- zwei leistungsgedämpfte Ausgänge für die Anpassung von Kopfhörern mit unterschiedlicher Betriebsleistung.

Für den Anschluß von Kopfhörern mit Spezialbuchsensteckern sind drei Buchsenpaare, für Kopfhörer mit Würfelstecker zwei fünfpolige Buchsen vorhanden. An drei Anschlüssen kann das übertragene Signal mit maximaler Leistung abgenommen werden, bei zwei Anschlüssen wird das Signal mit verminderter Lautstärke abgegeben. Diese sind speziell für Kopfhörer mit hoher Empfindlichkeit, z. B. DK 75, vorgesehen.
Alle anderen z. Z. im Handel befindlichen Stereokopfhörer sind an die ungedämpften Buchsen anzuschließen.

An unsere Auslandsabonnenten!

Bitte erneuern Sie rechtzeitig für das Jahr 1981 Ihr Abonnement für „radio fernsehen elektronik", damit Sie kontinuierlich alle Hefte unserer Zeitschrift erhalten. Bei einer Unterbrechung können wir Ihnen den lückenlosen Nachbezug der einzelnen Hefte nicht garantieren.

Redaktion rfe

9. Halbleiterbauelemente-Symposium

Der VEB Kombinat Mikroelektronik führt vom 19. bis 21. Mai 1981 in Frankfurt (Oder) Messehalle 2, Westend, sein 9. Halbleiterbauelemente-Symposium durch. Bei dieser Veranstaltung werden für die Anwendungskomplexe
- Mikrorechentechnik
- BMSR-Technik
- Konsumgüterelektronik

in Produktion und Entwicklung befindliche Halbleiterbauelemente des Kombinats Mikroelektronik vorgestellt und die wesentlichsten volkswirtschaftlichen Effekte bei ihrem Einsatz aufgezeigt.
Richten Sie Ihren Teilnehmerwunsch bitte bis zum 31. Dezember 1980 an die Betriebssektion der Kammer der Technik im VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder), Leitbetrieb im VEB Kombinat Mikroelektronik, 1200 Frankfurt (Oder), Postfach 379.

5. Zuverlässigkeitstagung

Der Fachverband Elektrotechnik der Kammer der Technik veranstaltet am 21. und 22. Mai 1981 in Leipzig die 5. Zuverlässigkeitstagung mit folgenden inhaltlichen Schwerpunkten:
- Zuverlässigkeit technologischer Prozesse
- klimatische und mechanisch-dynamische Umgebungseinflüsse
- Zuverlässigkeitstheorie
- Nachweisverfahren, Meß- und Prüftechnik.

Die Tagung wird mit internationaler Beteiligung aus den sozialistischen Ländern durchgeführt. Die Tagungssprachen sind Deutsch und Russisch.
Interessenten wenden sich bei Rückfragen an das Präsidium der Kammer der Technik, Fachverband Elektrotechnik, 1086 Berlin, Postschließfach 1315.

Elektronisches Taxameter

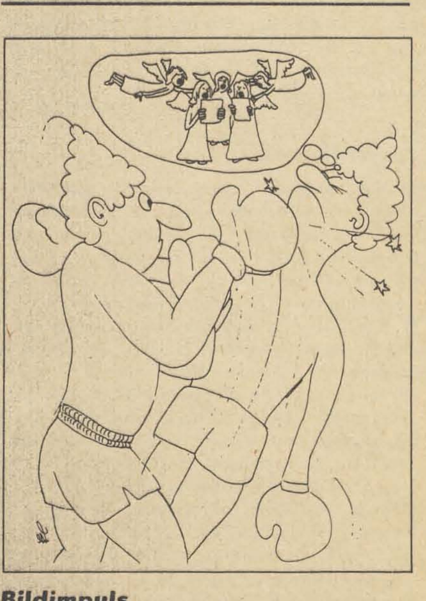
Die bulgarische Firma Orgtechnika Silistra entwickelte ein elektronisches Taxameter Eltax 10 (s. Bild). Der Geber wird über einen Optokoppler ans Tachometer angeschlossen, somit ist die jeweils angezeigte Geschwindigkeit das Maß der zurückgelegten Strecke. Die Schaltung befindet sich auf drei Leiterplatten, die die Recheneinheit, die Stromversorgung

Elektronisches Taxameter
Foto: P. Noppens

und einen Verstärker aufnehmen. Die Recheneinheit besteht aus vier IS: CM 401 (Rechnerschaltung mit Anzeigesteuerung), CM 402 (4-Bit-Mikroprozessor), CM 8002 (256-Bit-RAM), CM 7200 (4-K-Bit-ROM). Die Digitalanzeige erfolgt mit Hilfe von fünf Digitrons 4B-3. Die Verstärkerplatine dient der Ansteuerung der mechanischen Zähler, die aus der DDR stammen. Sie zählen: Fahrten mit Kunden in km, gefahrene Gesamtstrecke, Besetztfahrten, Fahrpreissumme. Drei Tarife können mit einem Drehschalter gewählt werden, Normal, Nacht- und Fernfahrttarif. Das Gerät wird zwischen Batterie und Zündung geschaltet, so daß der Wagen bei ausgeschaltetem Taxameter nicht betriebsfähig ist. Die in den einzelnen Ländern unterschiedlichen Tarife werden ab Werk in einer Diodenmatrix programmiert.

LED-Anzeigemodule

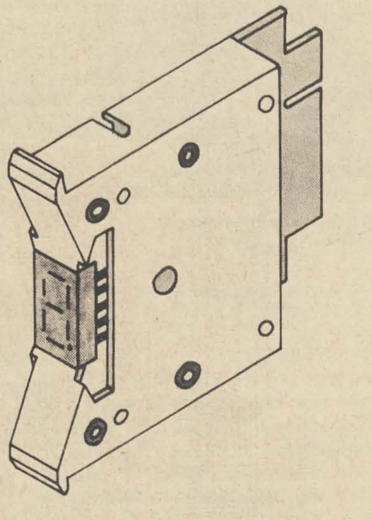
Wie das Bild zeigt, lassen sich die Blindgehäuse des Baukastensystems „Vorwahldrehschalter Typen A und B" des VEB Elektronische Bauelemente Ruhla als Gehäuse für vorzugsweise LED-Anzeigeeinheiten einsetzen, die zugleich die Dekodierung enthalten und zu universellen Zähldekaden erweitert werden können. Die so entstehenden Module sind kompatibel



Bildimpuls
Zeichnung: Steger

mit den anderen Elementen des obigen Baukastensystems, und das Problem der mechanischen Befestigung bei gleichzeitig ansprechender Formgestaltung ist optimal gelöst. Genutzt werden können diese Module für alle Digitalanzeigen, wie sie bei Universalzählern, Digitaluhren, Digitalmultimetern, Einbauanzeigen u. ä. üblich sind.

Als LED-Anzeige werden Bauelemente der VQB-80er- oder auch der VQB-70er-Serie verwendet. Die spezifisch angepaßte Leiterplatte des Baukastensystems nimmt die Vorwiderstände, vorzugsweise in Hybridtechnologie ausgeführt, und den Dekodierer auf. Die Zähldekaden benötigen zusätzlich die entsprechenden Zähler- und Speicherschaltkreise, jedoch machen sich dann zweiseitige Leiterplatten erforderlich.



Durch eine Verwendung von Leiterplatten in den Blindgehäusen wären weitere Funktionsgruppen, z. B. quarzstabilisierte Oszillatoren als Zeit- und Taktgebermodul, realisierbar. Im Bedarfsfall wäre es außerdem möglich, die Lichtleiter der Rückmelde- und Kommaanzeige durch Lumineszenzdioden zu ersetzen.

Die Universalität und Kompatibilität speziell der Anzeigemodule ermöglichen ein breites Einsatzspektrum, so daß eine zentrale rationelle Fertigung als standardisierte Baugruppe gerechtfertigt scheint.

Da nicht jeder Anwender von LED-Ziffernanzeigen das Problem der Frontbefestigung und -gestaltung sowie der Beschaltung mit Dekodierer und Zähler bearbeiten und lösen muß, entsteht bei der Fertigung von digitalanzeigenden Geräten ein realer Nutzen sowie ein echter Intensivierungs- und Rationalisierungseffekt. Die Modulbausteine sind als Neuerung unter Nr. 60/1/80 im BfN des VEB Peene-Werft Wolgast und als industrielles Muster U 1862 beim Amt für Erfindungs- und Patentwesen der DDR registriert.

A. Kiekbusch

Speichertechnik

● CVC (compact video cassette) heißt ein neues Videokassettensystem für eine Spieldauer von 30 Minuten mit 1/4-Zoll-Band. Ein CVC-Videorecorder arbeitet mit Kassetten, die mit 106 mm × 68 mm × 12 mm nur wenig größer als Kompaktkassetten für die Tonspeicherung sind.

● Die Linearität von Magnetowiderstandselementen kann durch eine magnetische Gegenkopplung so verändert werden, daß sie im Prinzip für zahlreiche Anwendungen im Bereich der magnetischen Aufzeichnung brauchbar sind. Dazu gehört auch die HiFi-Tonspeicherung. Die dabei erforderliche hohe Linearität kann durch eine Verschiebung des Arbeitspunktes in Verbindung mit einer magnetischen Gegenkopplung erreicht werden. Dazu wird ein Teil des Ausgangsstromes des an den Wiedergabekopf angeschlossenen Verstärkers zu einem längs des Magnetowiderstandsstreifens verlaufenden Leiter zurückgeführt, so daß ein dem auszulesenden Feld entgegengesetztes Feld entsteht. Das zur Verschiebung des Arbeitspunktes erforderliche konstante Magnetfeld kann man dadurch erzeugen, daß ein zusätzlicher Gleichstrom durch die Gegenkopplungsleitung geführt wird. Besonders günstig hat sich dabei die sogenannte Barber-Pol-Struktur des Magnetowiderstandselements erwiesen.

● Eine Verbesserung der Eigenschaften von Magnetblasenspeichern gestattet ein Zweischichtspeicher, bei dem eine Schicht zur Speicherung und die andere zur Bewegung der „Blasen" dient. Die beiden Granatschichten sind durch eine dünne Isolationsschicht getrennt. Die digitalen Zustände 1 und 0 werden in der unteren Speicherschicht durch Vorhandensein oder Fehlen von Blasen dargestellt. Die Blasen in der oberen Speicherschicht wirken als kleine bewegliche Magnete, die die Blasen in der Speicherschicht verschieben. Die Steuerblasenreihen werden durch Streifen getrennt, die durch längliche Blasen gebildet werden. Permalloy-Elemente sind nur an den Speicherrändern notwendig. Die Vorteile der neuen Schichtstruktur sind größere Packungsdichte und einfachere Ausbreitungs- und Leitungsmuster.

● Schaltelemente mit Strukturabmessungen im Nanometerbereich und Verzögerungszeiten von einigen Pikosekunden nutzen den bei Supraleitern in der Nähe des absoluten Nullpunktes auftretenden Josephson-Effekt. Den beiden Zuständen des Josephson-Tunnel-Kontaktes (Supraleitung ohne Spannungsabfall und Tunneleffekt mit Spannungsabfall) lassen sich die logischen Zustände 0 und 1 zuordnen. Derartige Schalter arbeiten im Bereich von einigen Pikosekunden mit extrem niedrigen Verlustleistungen. Mit Hilfe der Elektronenstrahllithografie lassen sich Schaltelemente aus Dünnfilmstreifen supraleitenden Niobs realisieren, die 40 nm breit, 30 nm dick und 120...1 000 nm lang sind. Die Dünnfilmstreifen befinden sich zwischen größeren Flächen aus supraleitenden Niobfilmen mit Schichtdicken im Mikrometerbereich. Sie verhalten sich wie schwache Supraleiter oder „schwache Verbindungen" und werden mit Nanobrücken bezeichnet. Ist diese Brücke klein genug, funktioniert sie beim Josephson-Effekt so, als ob sie ein guter Supraleiter wäre. Die geringe Wärmeentwicklung der Schaltelemente gestattet hohe Packungsdichten und damit extrem kurze Signalwege und -laufzeiten.

Operationsverstärker in CMOS-Technik

Die Realisierung analoger und digitaler Funktionen auf einem Chip ist bereits mit verschiedenen technologischen Mitteln in Angriff genommen worden. In letzter Zeit sind durch die BIFET-Operationsverstärker weitere Möglichkeiten in dieser Richtung eröffnet worden. Neuerdings verfügbare Operationsverstärker in CMOS-Technik erscheinen als aussichtsreicher Weg zur Realisierung analoger und digitaler Funktionen auf einem Chip.

CMOS-Operationsverstärker zeichnen sich besonders durch niedrige mögliche Betriebsspannung bis herab zu 1 V, geringen Leistungsbedarf (minimal 10 μW) und sehr niedrige Eingangsströme aus. Dies ermöglicht insbesondere auch günstige Anwendungen bei hohen Quellwiderständen. Ein weiterer Vorzug ist die Möglichkeit der Realisierung eines zulässigen Gleichtakt-Eingangsspannungsbereiches, der beträchtlich über die Versorgungsspannungen hinausgeht. Bemerkenswert sind auch die bereits erzielten Offsetspannungen bis herab zu maximal 2 mV.

Die Realisierung von CMOS-Operationsverstärkern läßt erwarten, daß in absehbarer Zeit monolithisch integrierte Schaltungen zur Verfügung stehen, die analoge und digitale Funktionen in sich vereinen. Derartige Schaltkreise könnten einen breiten Einsatz in der industriellen Elektronik, z. B. in Ansteuergeräten der Leistungselektronik, und in der Konsumgüterelektronik finden.

▼ **RFT-Service – Rundfunkempfänger.** Dieses Buch von Horst Klemm erscheint in Kürze im VEB Verlag Technik. Im Buch werden systematisch die einzelnen Funktionsstufen von Rundfunkempfängern behandelt. Hierbei wird dem Leser kein „Fehlerbehebungs-Kochrezept" vermittelt, sondern praxiswirksame Methoden zur Fehlersuche und behebung. Diese Methoden ermöglichen eine rationelle Fehlereinkreisung und eine qualitätsgerechte Wiederherstellung der Geräteparameter bei der Reparatur. 252 Seiten, 319 Bilder, 53 Tafeln, 24 Mark, Bestellnummer 552 725 2.

▼ **In Afghanistan** wird man schon in naher Zukunft per Satellit **Fernsehprogramme aus dem Ausland** empfangen können. Auf der Basis eines Abkommens zwischen der Demokratischen Republik Afghanistan und der Sowjetunion wird die UdSSR die erforderliche Bodenstation in Kabul errichten. In der ersten Ausbauphase übernimmt eine fahrbare Station vom Typ „Mars" die Relaisfunktion zwischen Satellit und dem Kabuler Fernsehzentrum. Bis Mitte nächsten Jahres entsteht im Kabuler Stadtteil Rishkhore eine feste Bodenstation. Nach Inbetriebnahme der Station „Lotus" wird die kostenlos zur Verfügung gestellte „Mars"-Anlage in die UdSSR zurückgebracht.

▼ Neueren Untersuchungen zufolge geht **die erste Batterie** nicht auf Galvani, sondern etwa 2000 Jahre weiter ins Altertum zurück. Zum Beweis wurde eine Vase aus gebranntem Ton, die im Jahre 1936 bei Ausgrabungen einer parthischen Siedlung gefunden wurde, originalgetreu nachgebildet. Die Vase enthielt einen Kupferzylinder und einen oxydierten Eisenstab mit Resten von Bitumen und Blei. Diese seltsamen „Innereien" ließen schon zum Zeitpunkt der Ausgrabung vermuten, es könne sich hierbei um eine Batterie handeln. Diese Vermutung wurde durch weitere Funde bestätigt, als man eine solche Batterie nachbildete. Es ist durchaus möglich, daß derartige Batterien bereits im Altertum zum Vergolden von Figuren eingesetzt wurden.

▼ Mit der modernen Infrarot-Signalübertragungstechnologie lassen sich nicht nur Rundfunk- und Fernsehempfänger fernbedienen, sondern auch andere elektrische Geräte im Haushalt. Ein derartiges **Fernbedienungssystem** kann man z. B. auf das Ein- und Ausschalten von acht unterschiedlichen Verbrauchern und für die voneinander unabhängige Helligkeitssteuerung von vier Lampen auslegen. Zur Übertragung der Fernsteuersignale wird pulslängenmoduliertes Infrarotlicht benutzt. Ein solches Fernsteuersystem hat auch im industriellen Bereich seine Berechtigung, wo Maschinen oder andere Fertigungseinrichtungen gesteuert werden sollen.

▼ **Galliumarsenid-Logikelemente** gestatten gegenüber Silizium-Logikelementen bei gleichen Elektrodenabmessungen, aber einfacherem Fertigungsprozeß 2- bis 6fache Arbeitsgeschwindigkeiten. Wichtigster Grund dafür ist die wesentlich größere Elektronenbeweglichkeit im Galliumarsenid. Mit Versuchsmustern hochintegrierter GaAs-Schaltungen ließen sich bereits Multi-G bit-Datenraten erzielen. Die einzelnen Logikgatter dieser Schaltungen haben Verzögerungswerte von nur 33 ps bei 1,4 pJ Geschwindigkeits-Leistungsprodukt. Bestimmend für die Schaltgeschwindigkeit von Logikelementen ist die zum Laden aller Kapazitäten in der Schaltungsstruktur erforderliche Zeitdauer. Da integrierte Galliumarsenid-Schaltungen auf halbleitenden Substraten hergestellt werden, sind die parasitären Kapazitäten gegen Masse viel kleiner als bei Siliziumschaltungen. Um in den Sättigungsbereich der Elektronengeschwindigkeit zu kommen, genügt für Galliumarsenid ein elektrisches Feld mit erheblich geringerer Stärke. Die Fertigung von integrierten GaAs-Schaltungen beansprucht nur sechs Prozeßstufen: Mesa, Source- und Drainkontakte, Gatter, erste Metallschicht, dielektrische Isolation und zweite Metallschicht. Somit verringert sich die

Anzahl der Maskierschritte um 30...50 % gegenüber der Siliziumtechnologie. Allerdings ist die neue Technologie in einem Stadium, in dem man die Werkstoff- und Prozeßparameter noch nicht vollständig in der Serienfertigung beherrscht. Bei den bisher vorliegenden Versuchselementen in GaAs-Technologie sind hauptsächlich drei unterschiedliche Logikgatterkonfigurationen ausgeführt worden:

- Verarmungs-FET-Gatter
- Schottkydioden-FET-Gatter und
- Anreicherungs-FET-Gatter.

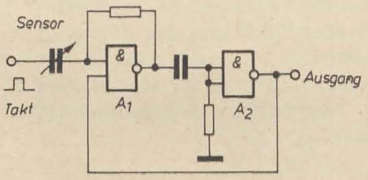
Durch ein sinngemäßes Übertragen der Erfahrungen aus der Siliziumtechnik gewinnt auch die neue Technologie schnell an Komplexität.

▼ Ein neuer Fertigungsprozeß ermöglicht es, hochkomplizierte Logikschaltungen und nichtflüchtige Speicher auf einem Chip zu integrieren. Dadurch lassen sich **günstige Schaltkreise für Synthetisatoren** aufbauen, die zur Abstimmung in Rundfunk- und Fernsehempfängern benutzt werden. Man verwendet dazu im Prinzip eine normale MOS-Technologie. Jede Speicherzelle besteht aus einem Feldeffekttransistor, dessen Schwellspannung verändert werden kann. Beim Auslesen mit einer Spannung von 5 V wird der Transistor, der eine Schwellspannung von weniger als 5 V aufweist, durchgeschaltet. Ein Feldeffekttransistor mit einer höheren Schwellspannung wird jedoch nicht durchgeschaltet. Das ist das Grundprinzip auch anderer flüchtiger Halbleiterspeicher. Der wesentliche Unterschied besteht jedoch in der Art, wie diese Schaltschwelle dauerhaft verändert wird. Dazu benutzt man ein isoliert aufgebautes Gate, das aufgeladen bzw. entladen wird. Diese Ladung muß dauerhaft in der Gateschicht erhalten bleiben, sich aber auf elektrischem Wege verändern lassen. Diese Wirkungsweise wird mit Speicherzellen erreicht, die in Floating-Gatetechnik aufgebaut sind. Es handelt sich dabei um einen Feldeffekttransistor mit zwei Steueranschlüssen über dem Gate; das Gate selbst ist völlig isoliert.

▼ **Ein äußerst kleiner Beschleunigungssensor** läßt sich mit Hilfe der IS-Technologie aufbauen. Durch die Wahl einer entsprechenden Wandlerkonfiguration hat der Sensor die geringen Abmessungen von 2 mm × 3 mm × 6 mm und eine Masse von 0,02 g. Der Sensor besteht aus einer Glas-Silizium-Glas-Schichtstruktur, wobei sich eine kleine einseitig eingespannte Zunge zwischen zwei Glasabdeckungen (oben und unten) bewegt. Die Zunge ist aus Silizium und trägt eine kleine Masse (Gold oder Silizium). Weiterhin enthält der Sensor eine Widerstandshalbbrücke, wobei sich ein Widerstand auf der durch Biegung beanspruchten Zunge und der andere auf einem nichtbeanspruchten Teil befinden. Der Zungenwiderstand ändert seinen Widerstandswert in Abhängigkeit von der Beschleunigung. Der zweite Widerstand wird zur Temperaturkompensation eingesetzt. Die Herstellung kann mit Hilfe der üblichen IS-Fotolithografie und des Diffusionsverfahrens erfolgen. Zur Bildung der Silizium- und der Glasschichten werden spezielle Ätztechnologien (KOH) eingesetzt. Mit Hilfe des Beschleunigungssensors lassen sich Beschleunigungen im Bereich von 0,001...50 g ermitteln.

▼ Auf der Grundlage eines Niedrigtemperatur-Dampfabscheidungsverfahrens ist es gelungen, **Dünnfilmhybridwiderstände und -kondensatoren** für einen Betriebstemperaturbereich von 350 bis 500 °C, der höher als bei anderen Festkörper-Herstellungstechnologien (um 150°) liegt, herzustellen. Die Bauelemente können in einem breiten Wertebereich hergestellt werden. Der Vorteil einer Kompatibilität zwischen Bauelementen, Zwischenverbindungen und Substrat ergibt sich aus den ähnlichen Dünnfilmmaterialien, die für die beiden Bauelementearten verwendet werden. Da die Verfahrenstemperatur niedriger als die für die MOS-Bauelementeherstellung ist, hat das Aufbringen der Widerstände und Kondensatoren keinen Einfluß auf die Eigenschaften benachbarter MOS-Bauelemente. Lediglich die Schwelltemperatur der MOS-Bauelemente verringert sich um etwa 7 % infolge der Herstellung der passiven Bauelemente. Während des technologischen Vorganges befinden sich die Substrate in einer Quarzreaktionskammer, wo sie induktiv auf 750 °C erhitzt werden. Man leitet geeignete Gase in die Kammer, die dort auf der heißen Substratoberfläche chemische Reaktionen verursachen, die letztlich zur Bildung der entsprechenden passiven Bauelemente führen. Für die Widerstände wird als Gas Wolframhexafluorid und Silan verwendet. Die Widerstände selbst bestehen aus einer Wolframschicht. Bei der Herstellung von Kondensatoren verwendet man für die Dielektrika und die Passivierung Silan und Ammoniakgas für Siliziumnitridfilme. Zwischenverbindungen bestehen aus Wolfram und werden aus Wolframhexafluorid-Gas hergestellt. In einer zukünftigen weiteren Verfeinerung der Technologie soll es möglich sein, Widerstandsbauelemente herzustellen, die Betriebstemperaturen bis zu 750 °C vertragen.

▼ Ein mit der Handkapazität betätigter **Sensorschalter** erfordert einen Sensorverstärker, der die Kapazitätsänderung erfaßt und feststellt, ob der Sensor (die Taste) betätigt wurde. Unser Bild aus Electronics 53 (1980) H. 7, S. 139, zeigt dazu eine einfache Lösung. A_1 ist über den Sensor kapazitiv gekoppelt und arbeitet als Strom-Spannungswandler. Der



Steuertakt hat eine Frequenz von etwa 10 kHz und gelangt bei Sensorbetätigung an A_1. A_1 nimmt hohes Potential an und triggert damit A_2, der als monostabiler Multivibrator arbeitet. Der Koppelkondensator wird durch eine geteilte untere Sensorplatte gebildet, über der sich, elektrisch isoliert, die Betätigungsplatte des Sensors befindet.

▼ Die **normale Körperwärme** will eine Schweizer Uhrenfabrik **als Antrieb für eine elektronische Armbanduhr** verwenden. Die auf der Baseler Uhren- und Schmuckmesse ausgestellten Prototypen waren mit einem im Uhrgehäuse integrierten thermoelektrischen System ausgerüstet, das aus 400 bis 600 in Serie geschalteten Wismuttellurid-Elementen bestand. Die Körperwärme wird durch den Gehäuseboden aufgenommen, der mit der Haut in direktem Kontakt steht. Der gegenüber dem Boden isolierte Teil des Uhrgehäuses liefert durch Wärmeabgabe an die Umwelt eine Temperaturdifferenz von 3...5 K. Jedes Thermoelement erzeugt nur einige hundert Mikrovolt je Kelvin. Die Ausgangsspannung beträgt 0,2 V. Sie wird durch Spannungsvervielfachung auf die für die Uhrenschaltung erforderliche Spannung gebracht. Die Leistungsabgabe von 8...12 μW ist ein Vielfaches des Leistungsbedarfs einer modernen Quarzuhr. Die überschüssige Energie wird zum Aufladen einer Silberoxid-Kadmiumbatterie verwendet, so daß die Uhr mehrere Monate weiterlaufen soll, auch wenn sie nicht getragen wird. Die Lebensdauer des Systems wird mit zehn Jahren angegeben.

▼ **GHz-Konverter** (SHF-Konverter) haben die Aufgabe, das im 12-GHz-Bereich liegende und von Satelliten oder terrestrischen GHz-Diensten stammende Eingangssignal in den UHF-Bereich umzusetzen, damit den angeschlossenen Farbfernsehempfängern ein zur weiteren Verarbeitung geeignetes Signal angeboten werden kann. Ein derartiger Konverter besteht aus den Hauptkomponenten Parabolantenne, Mischer, Überlagerungsoszillator und UHF-Verstärker und wird vorzugsweise unmittelbar an der Antenne angeordnet. Neben speziellen Bauelementen werden für den Einsatz in diesem Frequenzbereich auch bestimmte Technologien verwendet, z. B. die Hybrid-Technologie. Die Hauptkomponenten werden auf einem Plast-Faserglas-Substrat in integrierter Mikrowellentechnik realisiert. Das Faserglassubstrat ist auf beiden Seiten mit Kupfer metallisiert und kann Mikrostreifenleitungen aufnehmen, die sich für eine Massenfertigung eignen. Im Oszillator werden GaAs-FETs und ein dielektrischer Resonator mit großer Güte verwendet. Erste Versuche mit terrestrischen Sendungen im 12-GHz-Bereich wurden bereits in Japan in dicht besiedelten Stadtgebieten erfolgreich durchgeführt.

▼ **Qualitativ hochwertige Lautsprecher** lassen sich auf der Grundlage einer neuen Konuskonstruktion herstellen, die aus einem Kohlefasergerüst besteht, dessen Zwischenräume mit einem Olefin-Polymer-Film ausgefüllt sind. Die neue Membran soll die Steife von Aluminium bzw. Titan, die doppelte Schaltgeschwindigkeit gegenüber Papier und eine interne Dämpfung aufweisen, die der des Papiervlieses entspricht. Weiterhin ist der neue Konus gegenüber klimatischen Einflüssen widerstandsfähiger. Der Konus kann durch einen Wärmeformungsprozeß aus dem Grundmaterial gefertigt werden. Entgegen der üblichen Konusherstellung entfallen dabei die Wasserzu- und Wasserabfuhr. Lautsprecher mit dem neuen Konusmaterial haben einen wesentlich größeren Frequenzumfang, um 10 dB geringere Verzerrungen, einen linearen Frequenzverlauf und einen erweiterten Dynamikbereich. Ein weiteres neues Konusmembranmaterial, das insbesondere für Tieftonlautsprecher vorteilhaft ist, besteht aus einer Verbindung von kristallinen Graphitteilchen mit Spezialpolymeren und ist bezüglich des Elastizitätsmoduls anderen Werkstoffen überlegen. Durch den Einsatz von Polymeren können auch Membranen mit großem Durchmesser relativ einfach hergestellt werden.

▼ **Laser** können auch **für die Begriffserkennung in Mikrofilmsystemen** eingesetzt werden. Dadurch wird eine selektive optische Worterkennung in geschriebenen Texten möglich. Suchvorgang, Seitenauswahl und Ausdrucken werden mit hoher Geschwindigkeit automatisch vorgenommen. Dazu wird der Strahl eines Argonlasers in eine Abtast- und in eine Referenzkomponente aufgeteilt. Der Abtaststrahl wird über den Mikrofilm geführt und trifft auf einem optischen Filter, das das gesuchte Wort in Form eines Interferenzbildes trägt, wieder mit dem Referenzstrahl zusammen. Vor dem Zusammentreffen hat der Referenzstrahl eine Transformationsoptik durchlaufen. Nach dem Filter folgen eine zweite Stufe für eine Fourier-Transformation und ein Ringdetektor. Auf diese Weise ist ein optischer Vergleich zweier vollständiger Wortbilder möglich. Das System zeigt nicht nur die Anwesenheit des gesuchten Wortes an, sondern auch seine Häufigkeit im Text. Das Verfahren ist dort von Vorteil, wo große Mengen Schriftgut gesammelt und gleichzeitig ausgewertet werden sollen.

▼ Neue Wege für die Leistungselektronik eröffnen sich durch einen **abschaltbaren Thyristor**, der bei einer Sperrspannung von 2 500 V einen Strom von 600 A ein- und ausschaltet. Bisherige Thyristoren mit diesen Daten waren noch nicht abschaltbar. Erreicht wurde dieses Verhalten durch eine Verringerung des Basis-Flächenwiderstandes und der n-Emitterbreite sowie durch eine besonders dicke p-Basisschicht mit extrem niedriger Akzeptorkonzentration. Um die hohe Sperrspannung zu erzielen, wird ein spezieller Temperungsprozeß durchgeführt, der die Lebensdauer der Ladungsträger in der Basiszone verlängert.

▼ **Berichtigung:** Die Anschlußbelegung der IS AY-3-8500 in dem Beitrag „Bildschirmspielgerät BSS 01" im Heft 8, S. 512, ist im Bild 3 von unten dargestellt. Wir bitten diese ungewöhnliche Darstellung zu entschuldigen.

Leserpost

Betr.: Schaltungstechnische Veränderungen an elektronischen Geräten

Nach Erscheinen Ihres Beitrages HiFi-Wiedergabe mit dem ZK 246 in Heft 3 (1980) entschloß ich mich, die beschriebenen Veränderungen an meinem Tonbandgerät vorzunehmen. Sie brachten sowohl bei der Frequenzgangkorrektur als auch beim Klangsteller den gewünschten Erfolg. Sicher wird die Freude vieler Tondbandamateure über diesen Beitrag wie bei mir groß sein. Recht vielen Dank!

Jedoch hatte die Medaille die berühmte Kehrseite, und ich möchte Sie bitten, mir einen Rat zu erteilen. Bei den erwähnten Arbeiten, die mit der notwendigen Sorgfalt und Sauberkeit von mir ausgeführt wurden (das Gerät funktionierte danach einwandfrei), stellte ich fest, daß der Kombikopf nicht mehr den Anforderungen entsprach. Da es im Handel keine Ersatzteile für Importgeräte gibt, blieb mir nur der Weg in die Vertragswerkstatt des VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen in Hildburghausen. Bei der Abgabe des Gerätes legte ich alle Unterlagen über vorgenommene Veränderungen bei. Als ich mein Tonbandgerät wieder abholen wollte, bekam ich statt des reparierten Gerätes sinngemäß folgende Auskunft:

– Da Sie offensichtlich an Ihrem Tonbandgerät Veränderungen vorgenommen haben, wird man seitens der Werkstatt k e i n e Reparatur mehr an diesem Gerät vornehmen. – Zu einer verständlichen Begründung ließ man sich in dieser Werkstatt jedoch nicht herab. Im Gegenteil, man verlangte noch Reparaturkosten in Höhe von 2,75 M.

Daß ich mich mit einer solchen Verfahrensweise eines staatlichen Dienstleistungsbetriebes nicht einverstanden erkläre, ist wohl als selbstverständlich anzusehen. Weiterhin, so meine ich, steht dieser Sachverhalt im Widerspruch zu allen Veröffentlichungen, die der Qualitätsverbesserung unserer Gebrauchsgüter dienen.

Wie kann ich mich in dem geschilderten Fall verhalten, und inwieweit ist diese Vertragswerkstatt überhaupt berechtigt, eine Reparatur abzulehnen?...

R. L., Hildburghausen

Diese (gekürzte) Zuschrift ist kein Einzelfall. Da wir in unserer Zeitschrift des öfteren Hinweise zur Verbesserung von Geräten veröffentlichen, baten wir um eine verbindliche Stellungnahme des VEB Kombinat Rundfunk und Fernsehen Staßfurt. Aus der Antwort des Generaldirektors ist für interessierte Leser der folgende Auszug von Bedeutung. Es soll jedoch ausdrücklich hervorgehoben werden, daß diese Stellungnahme nur für Veränderungen gilt, die nach Ablauf der Garantiezeit vorgenommen werden. Veränderungen während der Garantiezeit ziehen den Verlust der Garantie nach sich!

Der Sachverhalt wurde überprüft. Im Ergebnis möchte ich Ihnen zur Kenntnis geben, daß die Vertragswerkstatt verpflichtet gewesen wäre, diese kostenpflichtige Reparatur auszuführen, obwohl eine technische Veränderung an Ihrem Gerät durch Sie vorgenommen wurde. Die Werkstatt wäre allerdings auch berechtigt gewesen, gemäß der gesetzlichen Preisregelung für Reparaturen und Serviceleistungen an elektronischen Konsumgütern Teil V Absatz 2 für eine Leistung, die im Zusammenhang mit einem Fremdeingriff steht, bis zu 50 % Zuschlag zum Regelleistungspreis zu berechnen. Diese Berechnung des Zuschlages ist vor Ausführung des Auftrages mit dem Auftraggeber zu vereinbaren. In Ihrem Fall war das allerdings nicht notwendig, da ein Austausch des Kombikopfes nicht im Zusammenhang mit der technischen Veränderung am Gerät steht...

*

Betr.: Radiorecorder anett IS 2 [rfe 29 (1980) H. 7, S. 411]

Entgegen der Aussage in unserer Veröffentlichung ist beim anett IS 2 auch der Rundfunkteil verändert worden: Der UKW-Bereich wurde auf 104 MHz erweitert und die Empfindlichkeit um typisch 8 dB verbessert.

Der unveränderte Rundfunkteil ist bei einer geringen Anzahl von Geräten noch eingesetzt worden, etwa seit Oktober 1979 werden alle Geräte in der neuen Konzeption ausgeliefert.

*

Technische Unterlagen gesucht

Ich lese häufig Ihre Spalte Leserpost und begrüße diese Möglichkeit zu versuchen, dem Amateur unzugängliches Daten- und Informationsmaterial zugänglich zu machen. Nun möchte auch ich einmal von dieser Möglichkeit Gebrauch machen.

Vor einiger Zeit ist mir ein Oszillograf vom Typ EO 1/76 T recht preiswert angeboten worden. Leider ist er leicht reparaturbedürftig. Alle meine Bemühungen, Schaltungsunterlagen dieses Gerätes zu beschaffen, sind bisher erfolglos geblieben. Nun wende ich mich in dieser Frage an Sie in der Hoffnung, daß Sie mir weiterhelfen können...

Reinhard Turek,
2500 Rostock 1, Lange Str. 35

Die Bitte an unsere Leser: Wenn Sie Herrn Turek Schaltungsunterlagen, auch leihweise, zur Verfügung stellen können, so wenden Sie sich bitte direkt an ihn.

radio fernsehen elektronik

Verlag

VEB Verlag Technik

DDR - 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14
Telegrammadresse: Technikverlag Berlin
Telefon: 2 87 00; Telex: 011 2228 techn dd

Verlagsleiter

Dipl. oec. Herbert Sandig

Redaktion

Dipl.-Ing. Wolfgang E. Schlegel
Verantwortlicher Redakteur (Tel. 2 87 03 33),

Redakteure: Adelheid Blodszun (Tel. 2 87 03 52), Dipl.-Ing. Brigitte Kasper (Tel. 2 87 03 38), Ing. Monika Tank (Tel. 2 87 03 49)

Redaktionsbeirat

Dr.-Ing. K.-H. Arnold, Dipl.-Ing. H. Bergmann, Ing. E. Boltke, Dipl.-Ing. K. Eckert, Dr. sc. techn. H. Erler, Prof. Dr. sc. nat. H.-J. Fischer, Dipl.-Ing. D. Henkel, Ing. H. Kühne, Dr. W. Rohde, Dipl. oec. P. Schäffer, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Dipl.-Ing. E. Schoppnies, H. Ziegler

Lizenznummer 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

AN (EDV) 67 816

Erscheinungsweise: monatlich

Heftpreis 3,80 M. Abonnementspreis 3,80 M

Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen

Gesamtherstellung

Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Anzeigenannahme

DDR-Anzeigen: DEWAG Berlin

1026 Berlin, Rosenthaler Str. 28–31 (Telefon 2 36 27 76) und alle DEWAG-Zweigstellen. Anzeigenpreisliste Nr. 6

Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH
DDR - 1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89

Erfüllungsort und Gerichtsstand Berlin-Mitte

Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Bildern, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Bezugsmöglichkeiten

DDR: Sämtliche Postämter; örtlicher Buchhandel; VEB Verlag Technik

UdSSR: Gebiets- und Städtische Abteilungen von Sojuzpečat' und Postämter

SVR Albanien: Spedicioni Shtypit te Jashtem, Tirana

VR Bulgarien: Direkzia R.E.P., 11a Rue Paris, Sofia

VR Polen: ARS POLONA, Krakowskie Przedmieście 7, 00-068 Warszawa

SR Rumänien: Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, Bucuresti

ČSSR: PNS Vinohradská 46, 120 43 Praha 2; PNS, Gottwaldovo nám. 48, 884 19 Bratislava

Ungarische VR: P. K. H. I., P. O. B. 16, 1426 Budapest

Republik Kuba: Instituto Cubano del Libro, Centro de Exposición, Belascoain 864, La Habana

VR China: China National Publications Import Corporation, P. O. Box 88, Peking

SR Vietnam: XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi

Koreanische DVR: CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang

SFR Jugoslawien: Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb

BRD und Westberlin: ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstr. 111, Berlin (West) 30; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52 sowie weitere Grossisten und VEB Verlag Technik, DDR - 1020 Berlin, Postfach 293

Österreich: Globus Buchvertrieb, Höchstädtplatz 3, 1200 Wien

Schweiz: Genossenschaft Literaturvertrieb, Cramerstr. 2, 8004 Zürich

Alle anderen Länder: örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR - 7010 Leipzig, Postfach 160; VEB Verlag Technik, DDR - 1020 Berlin, Postfach 293

radio fernsehen
elektronik

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN · TRÄGER DES ORDENS BANNER DER ARBEIT · 29. JAHRGANG · NOVEMBERHEFT 11·1980

Die logarithmierten Verhältnisgrößen Neper und Dezibel

Dipl.-Ing. WOLFRAM FRIEDRICH

In der Elektrotechnik, der Leitungs- und Vierpoltheorie sowie der Meßtechnik haben sich die logarithmierten Verhältnisgrößen Neper und Dezibel durchgesetzt. Beim richtigen Einsatz werden viele praktische Zusammenhänge ohne einen umfangreichen mathematischen Aufwand verständlich.

Im Beitrag werden vorrangig die logarithmierte Verhältnisgröße Dezibel (dB) und der richtige Umgang mit ihr behandelt. Die für die Laborpraxis wichtigen Zusammenhänge der dB-Rechnung werden anhand von Beispielen erläutert. Für den praktischen Gebrauch sind Tafeln und grafische Darstellungen angegeben, die eine ausreichende Genauigkeit der Berechnungen garantieren.

In der Elektrotechnik, der Fernmeldetechnik und in der Akustik – um nur einige Beispiele zu nennen – werden viele Meßergebnisse als Verhältnisgrößen dargestellt. Dies sind abgeleitete Größen, die als Quotient zweier Größen gleicher Größenart definiert sind. Die Logarithmierung dieser Verhältnisgrößen mit einer geeigneten Basis vereinfacht praktische Handhabung besonders dann, wenn die Größen recht große Variationsbreiten aufweisen [1].

Bild 1 zeigt ein Beispiel aus der Fernmeldetechnik [2]. Der Verlauf der absoluten Spannungswerte entlang einer Fernsprechverbindung (Bild 1a) läßt die Spannungsdämpfung (exponentieller Verlauf) entlang der Leitung und die große Variationsbreite der Spannungen erkennen. Diese Darstellungsform ist allerdings für die praktische Handhabung nicht sonderlich geeignet, und zwar deshalb nicht, weil einmal die e-Funktion umständlich zu zeichnen ist und zum anderen die geringen Spannungswerte zwischen 10 mV und 100 mV schlecht ablesbar sind.

Im Bild 1b wurden deshalb die Spannungen zur Eingangsspannung ins Verhältnis gesetzt und logarithmiert, womit die relativen Pegel entstanden sind.

Werden dagegen die Spannungen zu einer definierten Bezugsgröße ins Verhältnis gesetzt, so ergeben sich die absoluten Pegel (Bild 1c).

Da in der Leitungs- und Vierpoltheorie sehr häufig e-Funktionen vorkommen (s. z. B. hierzu auch Bild 1a), bietet in solchen Fällen der natürliche Logarithmus (e = 2,71828) als Basis einige praktische Vorteile.

In der Elektrotechnik, der Meßtechnik und in anderen elektrotechnischen Fachbereichen hat sich der dekadische Logarithmus als Basis durchgesetzt.

Um die Logarithmierung zu kennzeichnen, fügt man dem logarithmierten Zahlenwert ein Kennwort bei:

Für den natürlichen Logarithmus wird das Kennwort „Neper" (Np)[1] und für den dekadischen Logarithmus das Kennwort „Bel" (B)[2] bzw. „Dezibel" (dB) benutzt.

Im folgenden wird jedoch hauptsächlich das Dezibel (dB) behandelt, da diese Verhältnisgröße ab 1975 in allen Bereichen nur noch als Maßeinheit benutzt wird [5].

Definitionen

Das Neper (Np)

Der logarithmierten Verhältnisgröße Np entspricht für Energiegrößen die Funktion $^1/_2 \ln X_W$ (für ein Energiegrößenverhältnis X_W). Energiegrößen sind alle Größen, die der Energie direkt proportional sind z. B. Energiedichte, Leistungsdichte und Leistung. Für Feldgrößen, d. h. Größen, deren Quadrate in linearen Systemen der Energie proportional sind (elektrische Spannung und Strom, Schalldruck), gilt die Funktion $\ln X_F$ (für ein Feldgrößenverhältnis X_F).

Das Dezibel (dB)

Da die logarithmierte Verhältnisgröße Bel recht unhandliche Ergebnisse liefert, wird in der Praxis i. allg. mit dem Dezibel (dB) gerechnet.

Es gilt

$$1\ \text{dB} = 0{,}1\ \text{B} \qquad (1)$$

Entsprechend der Definition gilt für Energiegrößenverhältnisse X_W die Funktion

$$10 \lg X_W$$

und für Feldgrößenverhältnisse X_F die Funktion

$$20 \lg X_F.$$

Gegenüberstellung von Neper und Dezibel

Aus historischer Sicht liegt dem Np ein reines Feldgrößenverhältnis und dem dB ein reines Energiegrößenverhältnis zugrunde. Entsprechend den bereits dargelegten Definitionen für das Neper und das Dezibel sind diese beiden Einheiten sowohl auf das Energie- als auch auf das Feldgrößenverhältnis anwendbar. Neper und Dezibel sind SI-fremde Einheiten, die unbefristet allgemein gültig bleiben [7]. Sie besitzen in ge-

[1]) John Napier (Neper): schottischer Mathematiker (1550–1617)

[2]) Alexander Graham Bell: amerikanischer Erfinder schottischer Herkunft (1847–1922)

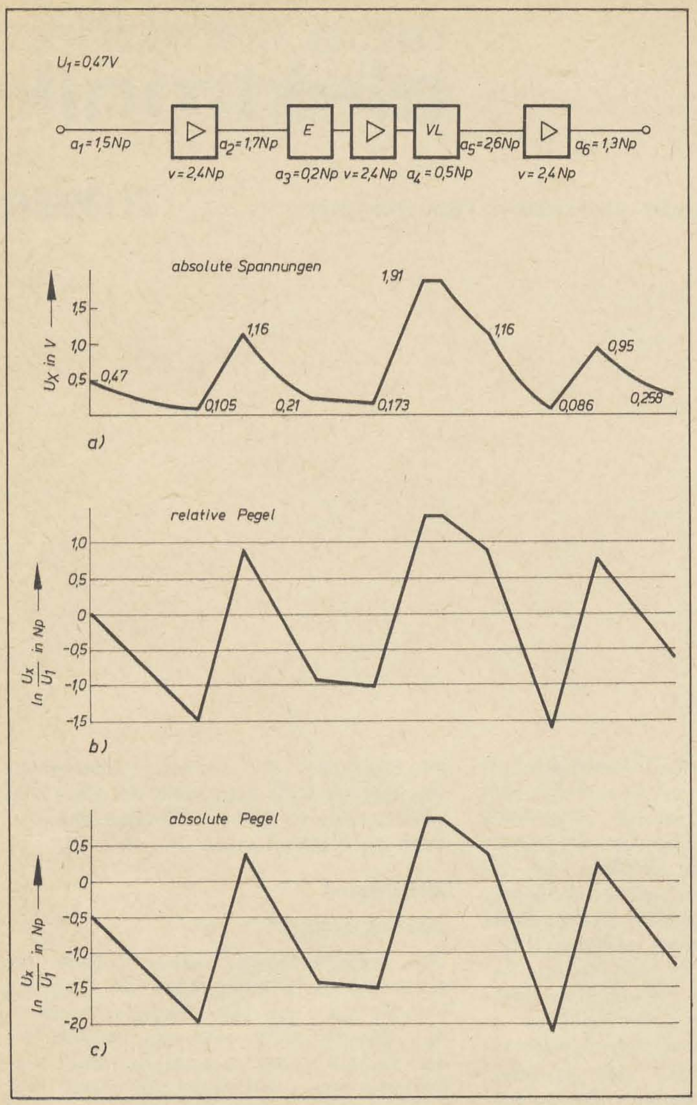


Bild 1: Pegelplan einer Fernsprechverbindung [2].
a) Absolute Spannungsangaben;
b) relative Pegel;
c) absolute Pegel
(E Entzerrer, VL Verlängerungsleitung)

wisser Hinsicht Grundeinheitencharakter; von ihnen dürfen keine Einheiten abgeleitet werden [8].

Als Einheiten gleicher Größenart unterscheiden sich Np und dB nur durch Zahlenfaktoren. Grundlage für die Umrechnungen ist daher die Gleichung

$$20\,(\lg X)\ \mathrm{dB} = (\ln X)\ \mathrm{Np} \qquad (2)$$

Damit in Gl. (2) $\lg X = 1$ wird, muß $X = 10$ betragen. Daraus folgt:

$$1\ \mathrm{dB} = \frac{\ln 10}{20}\ \mathrm{Np} = 0{,}115129\ \mathrm{Np} \qquad (3a)$$

Für die Umrechnung in Np muß $X = e$ betragen, damit $\ln X = 1$ wird. Somit ergibt sich

$$1\ \mathrm{Np} = 20\,(\lg e)\ \mathrm{dB} = 8{,}6859\ \mathrm{dB} \qquad (3b)$$

Relative Pegel in dB

Als relative Pegel werden die logarithmierten Größen bezeichnet, die auf den Eingang des Systems bezogen sind:

relativer Leistungspegel $p_{p\,rel}$

$$= 10 \lg \frac{P_2}{P_1} \text{ in dB} \qquad (4a)$$

relativer Spannungspegel $p_{u\,rel}$

$$= 20 \lg \frac{U_2}{U_1} \text{ in dB} \qquad (4b)$$

relativer Strompegel $p_{i\,rel}$

$$= 20 \lg \frac{I_2}{I_1} \text{ in dB} \qquad (4c)$$

Der Index 1 kennzeichnet die Eingangsgröße, der Index 2 die Ausgangsgröße.

Für $P_2 > P_1$, $U_2 > U_1$ bzw. $I_2 > I_1$ ergeben sich positive Pegel, d. h., wir haben es mit Verstärkungen zu tun. In den anderen Fällen handelt es sich um Dämpfungen.

Die Angabe in relativen Pegeln empfiehlt sich für die Charakterisierung einzelner Bestandteile einer Übertragungseinrichtung (z. B. Fernsprechkanal). So haben beispielsweise die im Bild 1 angegebenen Leitungsverstärker eine elffache Verstärkung (≙ 2,4 Np). Hierbei handelt es sich also um die Angabe eines relativen Pegels. Am Ausgang des Leitungsverstärkers erscheint nämlich die Eingangsspannung um den Faktor 11 erhöht. Gleichbedeutend ist die Aussage: Der Eingangspegel wird durch den Verstärker um 2,4 Np erhöht. Beachtet man die möglichen Aussteuergrenzen (lineares Übertragungsverhalten), dann ist es gleichgültig, ob die Eingangsspannung 0,105 V oder 0,086 V beträgt. Auf einen Umstand muß noch aufmerksam gemacht werden: Alle Pegelarten können nur dann verglichen werden, wenn der Widerstand an der Stelle 1 des Übertragungsweges gleich dem Widerstand an der Stelle 2 ist.

Die Gleichheit der Widerstände am Eingang und am Ausgang ($R_1 = R_2 = R$) ist also stets Voraussetzung beim Vergleich der relativen Spannungs- und Strompegel. Der Ausgangspunkt bei der Angabe von Spannungs- und Stromverhältnissen ist die Leistung. Daraus folgt:

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{U_2^2 R_1}{U_1^2 R_2} = \frac{I_2^2 R_2}{I_1^2 R_1} \qquad (5)$$

Mit $R_1 = R_2 = R$ gilt:

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{U_2^2}{U_1^2} = \frac{I_2^2}{I_1^2} \qquad (6)$$

Im Gegensatz zur Addition und Subtraktion von relativen Leistungspegeln, die stets genaue Werte liefern, muß dagegen bei der Rechnung mit relativen Spannungs- und Strompegeln auf die Widerstandsgleichheit geachtet werden.

Ist dies nicht der Fall, so sind Korrekturwerte zu ermitteln und bei der Rechnung zu berücksichtigen. Für die Dämpfung in dB gilt:

$$c_u = p_{u1} - p_{u2} + 10 \lg \frac{R_2}{R_1} \qquad (7)$$

und für die Verstärkung in dB

$$v_u = p_{u2} - p_{u1} + 10 \lg \frac{R_1}{R_2} \qquad (8)$$

Häufig werden jedoch Spannungs- und Stromverhältnisse betrachtet, ohne daß auf die Widerstandsgleichheit geachtet wird. Dies führt dann in der Praxis leicht zu Fehlern bei der Interpretation von Schaltungen oder Meßergebnissen. Eine Kollektorstufe ist, obwohl ihre Spannungsverstärkung < 1 ist, infolge ihrer Impedanzwandlerfunktion nicht unbedingt ein dämpfender Vierpol.

Zur dB-Rechnung genügen Tafeln, die für Energiegrößen X_W 0...±10 dB und für Feldgrößen X_F 0...±20 dB umfassen. Eine für praktische Belange ausreichende Genauigkeit wird mit den Werten der Tafel 1 erreicht [3]. Eine Erweiterung der Tafel ist mit folgenden Erweiterungsfaktoren möglich:

für Energiegrößen

+ 10 dB: Multiplikation mit dem Faktor 10
— 10 dB: Multiplikation mit dem Faktor 0,1

für Feldgrößen

+ 20 dB: Multiplikation mit dem Faktor 10
— 20 dB: Multiplikation mit dem Faktor 0,1

Tafel 1: Relative Pegel in dB

dB	$\frac{P_2}{P_1}$	$\frac{U_2}{U_1}\ \frac{I_2}{I_1}$	dB	$\frac{P_2}{P_1}$	$\frac{U_2}{U_1}\ \frac{I_2}{I_1}$
0	1,00	1,00	10	10	3,2
1	1,26	1,12	11	12,6	3,5
2	1,6	1,26	12	16,0	4,0
3	2,0	1,40	13	20,0	4,5
4	2,5	1,6	14	25,0	5,0
5	3,2	1,8	15	32,0	5,6
6	4,0	2,0	16	40,0	6,3
7	5,0	2,2	17	50,0	7,1
8	6,3	2,5	18	63,0	7,9
9	7,9	2,8	19	79,0	8,9
10	10,0	3,2	20	100,0	10,0
0	1,00	1,00	—10	0,100	0,32
— 1	0,79	0,89	—11	0,079	0,28
— 2	0,63	0,79	—12	0,063	0,25
— 3	0,50	0,71	—13	0,050	0,22
— 4	0,40	0,63	—14	0,040	0,20
— 5	0,32	0,56	—15	0,032	0,18
— 6	0,25	0,50	—16	0,025	0,16
— 7	0,20	0,45	—17	0,020	0,14
— 8	0,16	0,40	—18	0,016	0,126
— 9	0,13	0,35	—19	0,013	0,112
—10	0,10	0,32	—20	0,010	0,100

für Energiegrößen bedeuten
je 10 dB mehr: Faktor 10
je 10 dB weniger: Faktor 0,1

für Feldgrößen bedeuten
je 20 dB mehr: Faktor 10
je 20 dB weniger: Faktor 0,1

Bezugsgrößen

Bekanntlich sind Np und dB Einheiten für logarithmierte, relative Pegel, d. h., sie stellen Werteverhältnisse dar.
Ersetzt man jedoch eine der Größen durch eine definierte Größe, so erhält man absolute Pegel.
International haben sich als Bezugswerte die Parameter des sogenannten Normalgenerators durchgesetzt. Definitionsgemäß gibt der Normalgenerator (Innenwiderstand $R_i = 600\ \Omega$) an einen Lastwiderstand von $600\ \Omega$ (Anpassungsfall) eine Leistung von 1 mW ab. Die Bezugsgrößen liegen somit eindeutig fest:

$$P_0 = 1\ \mathrm{mW}$$
$$U_0 = 775\ \mathrm{mV}$$
$$I_0 = 1{,}29\ \mathrm{mA}$$

Bild 1c zeigt den zur Fernsprechverbindung gehörenden Pegelplan mit absoluten Pegeln. Der Verlauf entspricht völlig dem Pegelplan mit relativen Pegeln, da die Berechnung absoluter Pegel – wie noch gezeigt wird – ebenfalls mit den Gln. (4) erfolgt. Die im Nenner stehenden Größen sind lediglich durch die angegebenen Bezugsgrößen ersetzt worden. Pegelpläne sind wichtige Arbeitsunterlagen für Planung, Projektierung, Aufbau und Wartung nachrichtentechnischer Anlagen und Geräte.
Werden in den Pegelplan mit absoluten Pegeln gleichzeitig die für die einzelnen Systemkomponenten zulässigen Aussteuergrenzen eingetragen, so lassen sich wichtige zusätzliche Informationen aus dem Pegelplan entnehmen.
Bild 2 zeigt den Pegelplan einer einfachen Mischeinrichtung. Hierin werden die dargestellten Zusammenhänge noch einmal für relative und absolute Pegelangaben in dB deutlich.

Absoluter Pegel in dBm

Absolute Pegelangaben in dB, die sich auf die Werte des Normalgenerators beziehen, werden mit dBm bezeichnet (m steht für die Bezugsgröße 1 mW):

$$p_p = 10 \lg \frac{P_x}{1\ \mathrm{mW}} \quad (\mathrm{dBm}) \qquad (9a)$$

$$p_u = 20 \lg \frac{U_x}{775\ \mathrm{mV}} \quad (\mathrm{dBm}) \qquad (9b)$$

$$p_i = 20 \lg \frac{I_x}{1{,}29\ \mathrm{mA}} \quad (\mathrm{dBm}) \qquad (9c)$$

Selbstverständlich können auch nach der mathematischen Regel $b_{\log a} = m \rightarrow b^m = a$ bei gegebenen Pegelwerten die entsprechenden Werte an der Meßstelle x errechnet werden.
Auf den Normalgenerator bezogen gehört demnach zu einem Leistungspegel von y dBm die Leistung $1 \cdot 10^{0,1y}$ mW, zu einem Spannungspegel von y dBm die Spannung $775 \cdot 10^{0,05y}$ mV.

Beispiel:
Zu einem absoluten Spannungspegel von 20 dBm gehört die Spannung 775 $10^{0,05 \cdot 20}$ mV = 7 750 mV = 7,75 V

Für Spannungspegel in dBm können die Umrechnungen anhand der Tafel 2 vorgenommen werden. Für Pegel < 0 dBm und > 20 dBm sind die angegebenen Umrechnungsfaktoren zu verwenden.

Absolute Pegel in dBV und dBµV

Neben den Pegelangaben in dBm sind noch einige weitere Pegelangaben gebräuchlich, die sich auf andere Bezugsgrößen stützen. Am weitesten verbreitet sind Pegelangaben in dBV und dBµV. So gestattet z. B. das Wechselspannungsmillivoltmeter MV 21 (VEB Präcitronik Dresden) neben der üblichen Spannungsmessung die Pegelmessung in dBV.
Für absolute Pegel in dBV gilt der Bezugswert $U_0 = 1$ V. Es ist

$$p_u = 20 \lg \frac{U_x}{1\ \mathrm{V}} \qquad (10)$$

Sollen Angaben, die in dBV vorliegen, zum besseren Verständnis oder für vergleichende Zwecke in die übliche Angabe dBm umgerechnet werden, so ist zu der Angabe in dBV der Korrekturwert $p_k = 2{,}2$ dB zu addieren.
Der hauptsächlich in der HF-Technik gebräuchliche Pegel dBµV wird bezogen auf eine Spannung $U_0 = 1\ \mu$V an $60\ \Omega$. Die Umrechnung von dBµV in dBm erfolgt über folgenden Ansatz:

Tafel 2: Absolute Pegel in dBm

dBm	V	dBm	V
0	0,775	11	2,748
1	0,869	12	3,084
2	0,975	13	3,460
3	1,094	14	3,882
4	1,228	15	4,356
5	1,378	16	4,888
6	1,545	17	5,484
7	1,734	18	6,153
8	1,946	19	6,904
9	2,183	20	7,750

Umrechnungsfaktoren:

−99…−80 dBm	Multiplikation mit dem	Faktor 10^{-5}
−79…−60 dBm		Faktor 10^{-4}
−59…−40 dBm		Faktor 10^{-3}
−39…−20 dBm		Faktor 10^{-2}
−19…± 0 dBm		Faktor 10^{-1}
+ 1…+20 dBm		Faktor 10^{0}
+21…+40 dBm		Faktor 10^{1}
+41…+60 dBm		Faktor 10^{2}

$$0\ \mathrm{dBm} = 1\ \mathrm{mW} = 245\ \mathrm{mV}\ \text{an}\ 60\ \Omega$$

Nach

$$20 \lg \frac{U}{U_0}\ (\mathrm{dB}\mu\mathrm{V})$$

ergibt sich

$$20 \lg \frac{2{,}45 \cdot 10^{-1}}{1 \cdot 10^{-6}} = 107{,}8\ \mathrm{dB}\mu\mathrm{V}$$

Demnach gilt:

$$0\ \mathrm{dBm} \mathrel{\hat{=}} 107{,}8\ \mathrm{dB}\mu\mathrm{V} \qquad (11)$$

Allerdings sei darauf hingewiesen, daß beim Vergleich von dBm und dBµV stets Vorsicht geboten ist, da die Meßschaltungen hinsichtlich Generatorspannungen, Innen- und Belastungswiderständen nicht identisch sind.

Die Pegelangaben in dBµV in der Pegelrechnung ergeben weitere Vorteile.

Weitere Pegelangaben, die sich auf spezielle Bezugsgrößen stützen, z. B. Pegelangaben in dBr, dBm0 oder dB0ps, sind Spezialanwendungen vorbehalten. Auf ihre Erläuterung wird hier verzichtet.

Klirrfaktor und Klirrdämpfung

Die Angabe des Klirrfaktors ist ein sehr wichtiges Gütekriterium für eine Vielzahl von Aufgabenstellungen. Unter dem Klirrfaktor versteht man das Verhältnis der Effektivwerte der Oberwellen zum Effektivwert der Gesamtspannung

$$k = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \ldots + U_n^2}{U_1^2 + U_2^2 + \ldots + U_n^2}} \qquad (12)$$

Die Angabe des Klirrfaktors erfolgt in %. Da es sich ebenfalls um eine Verhältnisgröße handelt, liegt es nahe, die Angaben in das dB-Maß zu übertragen. Es entsteht so die Klirrdämpfung

$$a_k = 20 \lg \frac{100}{k} \quad (k\ \text{in}\ \%) \qquad (13)$$

Einem Klirrfaktor $k = 1\ \%$ entspricht eine Klirrdämpfung von etwa $a_k = 40$ dB. Bild 3 zeigt den Zusammenhang zwischen dem Klirrfaktor und der Klirrdämpfung.

An einem späteren Beispiel wird noch deutlich gemacht, daß sich einfache Berechnungen dann ergeben, wenn die Angabe der Klirrdämpfung in dB erfolgt. Bei industriellen Klirrfaktormeßbrücken können sowohl der Klirrfaktor als auch die Klirrdämpfung direkt abgelesen werden.

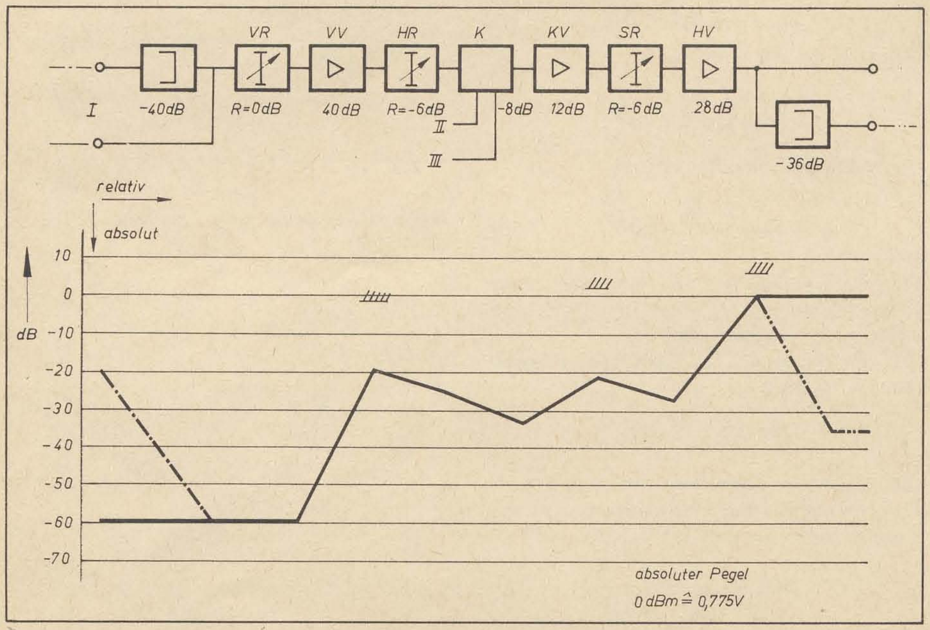


Bild 2: Pegelplan einer einfachen Mischeinrichtung (VR Vorregler, VV Vorverstärker, HR Hauptregler, K Knotenpunkt, KV Knotenverstärker, SR Summenregler, HV Hauptverstärker)

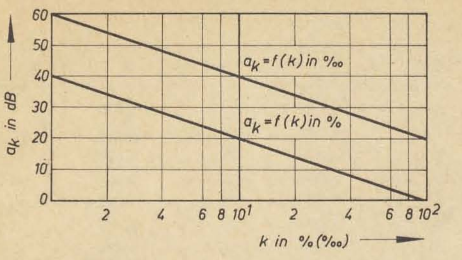


Bild 3: Zusammenhang zwischen Klirrfaktor k und Klirrdämpfung a_k

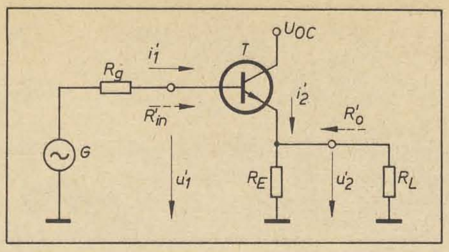


Bild 4: Kollektorstufe

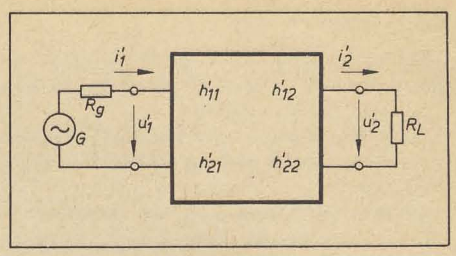


Bild 5: Vierpolersatzschaltung zu Bild 4

Rechnen mit Pegelangaben

Relative Pegel

Der rechnerische Umgang mit Pegelangaben in Np oder dB ist sehr einfach. Die Addition bzw. Subtraktion relativer Leistungspegel ergibt stets genaue Angaben über die Verstärkung bzw. die Dämpfung. Für relative Strom- und Spannungspegel gilt dies streng genommen nur für den Fall der Widerstandsgleichheit am Eingang und am Ausgang der Schaltung. In der Praxis werden jedoch oftmals Dämpfungs- und Verstärkungsfaktoren in dB addiert bzw. subtrahiert, ohne die geforderte Gleichheit der Widerstände zu beachten.

Die Gesamtverstärkung einer Kettenschaltung mehrerer Vierpole ergibt sich bekanntlich aus

$$v_{ges} = v_1 \cdot v_2 \cdot \ldots \cdot v_n = \prod_{\nu=1}^{n} v_\nu \qquad (14)$$

Werden statt der Verstärkungsfaktoren die relativen Pegel benutzt, so geht die Multiplikation nach der Logarithmierung in eine Addition über:

$$p_{ges} = p_1 + p_2 + \ldots + p_n = \sum_{\nu=1}^{n} p_\nu \qquad (15)$$

Für Verstärkung gilt p positiv, für Dämpfung wird p negativ. Die Schwierigkeit, die auftritt, wenn die in den Definitionen für das Rechnen mit logarithmierten Verhältnisgrößen geforderte Widerstandsgleichheit nicht beachtet wird, soll am Beispiel der als Impedanzwandler wirkenden Kollektorstufe (Bild 4) erläutert werden.

Für den verwendeten Transistor seien die folgenden Daten im gewählten Arbeitspunkt ermittelt worden [6]:

$$h_{11} = 1{,}6\ \text{k}\Omega$$
$$h_{12} = 5 \cdot 10^{-4}$$
$$h_{21} = \beta = 85$$
$$h_{22} = 59\ \mu\text{S}$$

Die sich ergebenden Widerstände am Eingang und am Ausgang der Schaltung betragen:

$$R_1 = R_g = 43\ \text{k}\Omega$$
$$R_2 = R_e = R_E \,||\, R_L = 0{,}6\ \text{k}\Omega$$

Mit den in der Vierpolersatzschaltung (Bild 5) angegebenen Richtungen der Zählpfeile ergeben sich folgende Daten der Schaltung:

$$v_i' = \frac{i_2'}{i_1'} = \frac{1 + h_{21}}{1 + h_{22}R_e} = 83\,\text{fach}$$

$$v_u' = \frac{u_2'}{u_1'} = \frac{1}{1 + \frac{h_{11}}{h_{21}} R_e} = 0{,}97\,\text{fach}$$

Es ergeben sich folgende relative Pegel für die betrachtete Kollektorschaltung, ohne daß die Widerstandsungleichheit am Eingang und am Ausgang des Vierpoles beachtet wird:

$$p_{u\,rel} = 20 \lg \frac{u_2'}{u_1'} = -0{,}26\,\text{dB}$$

$$p_{i\,rel} = 20 \lg \frac{i_2'}{i_1'} = 38{,}4\,\text{dB}$$

$$p_{p\,rel} = 10 \lg \frac{P_2'}{P_1'} = \frac{u_2'^2 R_1}{u_1'^2 R_2} = 18{,}3\,\text{dB}$$

Es wird deutlich, daß leicht Fehlinterpretationen vorkommen können, wenn die in den Definitionen festgelegten Bedingungen nicht beachtet werden. Die Kollektorstufe hat nämlich trotz ihrer Dämpfung im Spannungsbereich ($v_u' < 1$) eine beträchtliche Leistungsverstärkung.

Absolute Pegel

Beim Rechnen mit absoluten Pegelangaben müssen einige Grundregeln beachtet werden, da sonst erhebliche Fehler auftreten können.

Selbst bei gleicher Phasenlage ergibt die Addition zweier Wechselspannungen $U_1 = U_2 = 20$ dBm keinen Gesamtpegel $U_{ges} = 40$ dBm, sondern 26 dBm.

Beweis:

20 dBm ≙ 7,75 V

$U_{ges} = 7{,}75 + 7{,}75\ \text{V} = 15{,}5\ \text{V} \triangleq 26\ \text{dBm}$

Pegelangaben, wie sie bei Signalzusammenführungen an Knotenpunkten oder bei Fremdspannungsuntersuchungen vorkommen, lassen sich nur über die geometrische Beziehung leistungsmäßig addieren bzw. subtrahieren.

Ausgehend von

$$U_{ges} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2} \qquad (16)$$

läßt sich für die Addition

$$p = 10 \lg \left(10^{\frac{p_1}{10}} + 10^{\frac{p_2}{10}}\right) \qquad (17)$$

und analog für die Subtraktion

$$p = 10 \lg \left(10^{\frac{p_1}{10}} - 10^{\frac{p_2}{10}}\right) \qquad (18)$$

ableiten.

Eine Subtraktion ist z. B. notwendig, wenn in der Meßtechnik der Störeinfluß der Meßanordnung zu eliminieren ist.

Aus der Definition des Fremdspannungsabstandes in dB

$$F = 20 \lg \frac{U_{nutz}}{U_{fr}}\ (\text{dB}) \qquad (19)$$

läßt sich eine Beziehung ableiten, die die Berechnung des Gesamtfremdspannungsabstandes eines Systems ermöglicht.

$$F = 20 \lg \frac{U_{nutz}}{\sqrt{U_{fr1}^2 + U_{fr2}^2}} \qquad (20)$$

Sind die Fremdspannungsabstände als dB-Pegel bekannt, so kann der Gesamtfremdspannungsabstand oder die Gesamtdynamik berechnet werden:

$$F = 10 \lg \frac{1}{10^{-\frac{F_1}{10}} + 10^{-\frac{F_2}{10}}} \qquad (21)$$

Hilfsmittel zur Berechnung von Pegelsummen und -differenzen

Die Handhabung der Gln. (17), (18), (21) ist mathematisch relativ sehr aufwendig und daher für die Werkstatt- und Laborpraxis unzweckmäßig.

Es kann bewiesen werden, daß von den zu addierenden oder zu subtrahierenden Pegeln über einen sich aus der Pegeldifferenz ergebenden Korrekturfaktor p_k auf den resultierenden Pegel geschlossen werden kann [3] [4].

Beispiel:

Die Addition von 30 dBm und 34 dBm ist genauso zu behandeln wie die Addition von 43 dBm und 47 dBm. In beiden Fällen ist die Pegeldifferenz $\Delta p = 4$ dB und der sich ergebende Korrekturwert p_k 1,45 dB. Die resultierenden Pegel sind 35,45 dBm und 48,45 dBm.

Auf die Herleitung bzw. eine Beweisführung soll verzichtet werden.

Die Bilder 6 und 7 zeigen Diagramme, aus denen sich für bekannte Pegeldifferenzen die zugehörigen Korrekturfaktoren mit ausreichender Genauigkeit ablesen lassen.

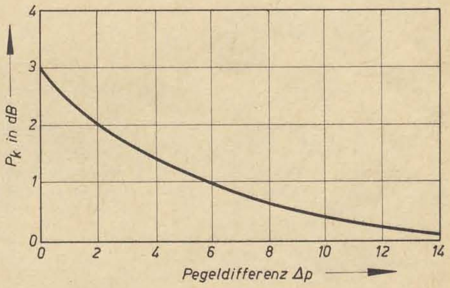


Bild 6: Korrekturwerte p_k für die Addition von Pegelangaben

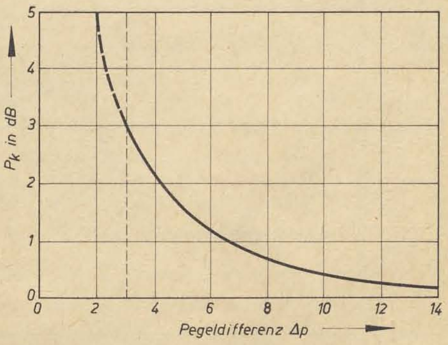


Bild 7: Korrekturwerte p_k für die Subtraktion von Pegelangaben

Beispiele:

Addition von Pegeln (Bild 6)

$p_1 = 25$ dBm $p_2 = 28$ dBm
$\Delta p = 3$ dB $p_k = 1{,}76$ dB

Der Korrekturwert ist zum höheren Pegel zu addieren:

$p = p_2 + p_k = 29{,}76$ dBm

Addition von Fremdspannungsabständen (Bild 6)

$F_1 = 50$ dB $F_2 = 54$ dB
$\Delta p = 4$ dB $p_k = 1{,}45$ dB

Beim Zusammenschalten rauschender Vierpole vergrößert sich die Fremdspannung, d. h., der Fremdspannungsabstand verringert sich. Der Korrekturwert p_k ist vom kleineren Zahlenwerk abzuziehen:

$F = F_1 - p_k = 48{,}55$ dB

Dieses Beispiel läßt zugleich erkennen, daß das Verfahren nicht auf absolute Pegel beschränkt ist.

Subtraktion von Pegeln (Bild 7)

$p = 30$ dBm $p_2 = 26$ dBm
$\Delta p = 4$ dB $p_k = 2{,}2$ dB

Der ermittelte Korrekturwerk ist vom Gesamtpegel abzuziehen:

$p_1 = p - p_k = 27{,}8$ dBm.

Bei der Dimensionierung hochwertiger Übertragungswege (Studiotechnik, HiFi-Technik) ist es notwendig, von den Einzelklirrfaktoren der Systemkomponenten auf den Gesamtklirrfaktor der Anlage zu schließen. Bei Meßarbeiten an solchen Anlagen kann es von Bedeutung sein, den gemessenen Klirrfaktor rechnerisch zu korrigieren, wenn der Eigenklirrfaktor des eingesetzten Tongenerators nicht ausreichend klein ist, so daß er vernachlässigt werden könnte.

Den Ausgangspunkt bildet die geometrische Beziehung

$$k_{ges} = \sqrt{k_{Gen}^2 + k_{VP}^2} \qquad (22)$$

mit k_{Gen} als dem Klirrfaktor des Tongenerators und k_{VP} als dem Klirrfaktor des zu messenden Vierpoles (Verstärker).
Für die Rechnungen gelten die Gln. (17), (18), es lassen sich die oben erläuterten Hilfsmittel benutzen.

Beispiel:

Eliminierung des Eigenklirrfaktors eines Tongenerators:

$k_{ges} = 1{,}5\,\% \rightarrow a_{k\,ges} = 36{,}5$ dB (Bild 3)
$k_{Gen} = 0{,}3\,\% \rightarrow a_{k\,Gen} = 50{,}4$ dB (Bild 3)
$\Delta p = 13{,}9$ dB $p_k = 0{,}2$ dB (Bild 7)

Der Korrekturwert p_k ist zur gemessenen Klirrdämpfung $a_{k\,ges}$ zu addieren:

$a_{k\,VP} = a_{k\,ges} + p_k = 36{,}7\text{ dB} \rightarrow k_{VP} = 1{,}46\,\%$

Addition und Subtraktion von relativen und absoluten Pegeln

Relative Pegel in dB bzw. Np können bedenkenlos untereinander und zu absoluten Pegelangaben addiert und subtrahiert werden. Dies ist z. B. der Fall, wenn bei bekanntem Eingangspegel in dBm und bekannter Vierpolverstärkung in dB der Ausgangspegel in dBm zu bestimmen ist.

Beispiel:

An den Eingang eines Mikrofonverstärkers ($p_u = 42$ dB $\triangleq$ 126fach) wird ein Eingangspegel $p_1 = -60$ dBm $\triangleq$ 0,775 mV angelegt.

$p_2 = p_1 + p_u = -60\text{ dBm} + 42\text{ dB} = -18\text{ dBm} \triangleq 97{,}5\text{ mV}$

Das gleiche Ergebnis liefert:

$$0{,}775\text{ mV} \cdot 126 = 97{,}5\text{ mV}$$

Zusammenfassung

Es wurde versucht, die Problematik logarithmierter Verhältnisgrößen aus der Sicht des Praktikers darzustellen.
Tafeln und Diagramme sollen dem Techniker die Handhabung dieser Größen erleichtern, ohne daß ständig ein umfangreicher mathematischer Formalismus benötigt wird. Die Kenntnis der Definitionen und die Beachtung einiger Randbedingungen sind die Grundlage für den richtigen Umgang mit diesen Größen.

Literatur

[1] Bender, D.; Pippig, E.: Einheiten, Maßsysteme, SI (Wissenschaftliche Taschenbücher Mathematik – Physik 97). Berlin: Akademie-Verlag 1975

[2] Schröder, H.: Elektrische Nachrichtentechnik Band 1. Berlin-Borsigwalde: Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik 1967

[3] Telefunken-Laborbuch Band 1. München: Franzis-Verlag 1965

[4] Frönert, H.: Die dB-Rechnung unter Berücksichtigung ihrer Bezugsgrößen. Funktechnik 26 (1971) H. 13, S. 485–488

[5] Philippow, E.: Taschenbuch Elektrotechnik in 6 Bänden, Band 2. Berlin: VEB Verlag Technik 1977

[6] Schröder, H.; Feldmann, G.; Rommel, G.: Elektrische Nachrichtentechnik Band 3. Berlin-Borsigwalde: Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik 1972

[7] Fischer, R.; Vogelsang, K.: Größen und Einheiten in Physik und Technik. Berlin: VEB Verlag Technik 1978

[8] Oberdorfer, G.: Das System Internationaler Einheiten (SI). Leipzig: VEB Fachbuchverlag 1978

[9] Fischer, R.; Padelt, E.; Schindler, H.: Physikalisch-technische Einheiten – richtig angewandt, 6. Auflage. Berlin: VEB Verlag Technik 1979

Neue Bauelemente

● Mit CFT (charge-flow transistor) wird ein neues Halbleiterbauelement bezeichnet, das auf Feuchtigkeitsänderungen anspricht. In der Schaltung signalisiert es das Auftreten zu hoher Feuchtigkeitswerte. Ein CFT entspricht in seinem Aufbau prinzipiell einem herkömmlichen MOSFET. Statt des Gatemetalls enthält er jedoch eine polymere Dünnschicht mit hohem spezifischem Widerstand. Als Polymermaterial wird Polyaminophenyl-Azetylen verwendet. Wenn dieses Material Feuchtigkeit aus der Umgebung (dem Kapselinneren eines Einzelbauelements oder einer integrierten Schaltung) aufnimmt, verringert sich der Widerstand. Bei steigender relativer Feuchte sinkt damit der Gatewiderstand, und die Einschaltzeit des Transistors steigt exponentiell an. Diese Änderung kann über einen Schmitt-Trigger zur Ableitung eines Warnsignals ausgenutzt werden. Geeignete Kriterien dafür sind die Frequenz und die Einschaltzeit.

● Eine Neuerung auf dem Gebiet optoelektronischer Bauelemente sind sogenannte „nasse" Fotozellen, bei denen sich ein Halbleiter und ein flüssiger Elektrolyt gegenüberstehen, wobei der Halbleiter hier nicht dotiert zu werden braucht. Die Sperrschicht formiert sich spontan an der Grenze Halbleiter – Elektrolyt. Derartige fotochemische Zellen sind für den zukünftigen Einsatz der Sonnenenergie äußerst bedeutsam, da sich mit ihnen Sonnenenergie direkt in chemische Energie umsetzen und speichern läßt. Allerdings sind bis zum praktischen Einsatz von nassen Fotozellen noch wesentliche Schwierigkeiten zu überwinden. Dazu gehört eine Oxydation der Halbleiteroberfläche durch den Elektrolyt. Weiterhin bildet sich durch den Ionenaustausch zwischen Elektrolyt und Halbleiter eine Grenzschicht, die den Transport von Ladungsträgern blockiert.

● Eine neue Vierschicht-Lumineszenzdiode emittiert rotes und grünes Licht oder jede dazwischenliegende Mischfarbe. Eine derartige Diode besteht aus n-, p-, p-, n-Schichten; als Halbleitermaterial dient Galliumphosphid auf einem n-Galliumphosphid-Substrat. Die oberen beiden Schichten bilden die grün emittierende Lumineszenzdiode, die unteren beiden Schichten die rotleuchtende Diode. Bei einem Durchlaßstrom durch beide Dioden erscheint eine entsprechende Mischfarbe. Die Lichtleistung einer solchen Lumineszenzdiode liegt im Bereich von 3 mcd.

● Die weitere Entwicklung der Rechen- und Digitaltechnik wird durch neue Bauelemente und Wirkprinzipien gefördert, zu denen auch auf der Basis der Josephson-Effekte arbeitende Bauelemente gehören. Dabei handelt es sich um Gatter- und Speicherzellen, die im Bereich der Supraleitung arbeiten und den quantenmechanischen Tunneleffekt ausnutzen. Die erzielbaren Schaltzeiten betragen nur einige Pikosekunden. Die Hauptschwierigkeiten bei der Entwicklung und beim Einsatz dieser Bauelemente liegen bei den Werkstoffen und bei den Herstellungsverfahren.

Thermische Kennwerte von Transistoren

Teil 1

Dipl.-Ing. RAINER ZIMMERMANN

Mitteilung aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

In diesem Beitrag werden die für den Entwurf von zuverlässigen Transistorschaltungen bedeutsamen Begriffe Wärmewiderstand, Verlustleistung, Impulsverlustleistung, 2. Durchbruch und zulässiger Arbeitsbereich erläutert, und es wird auf die zweckmäßige Anwendung der entsprechenden Kennwerte hingewiesen. Interessierten Anwendern aus der Industrie werden Hinweise für die meßtechnische Ermittlung dieser Kennwerte gegeben.

1. Wärmewiderstand und Verlustleistung

Durchdringt ein Wärmestrom einen festen Körper, so erwärmt sich dieser infolge der auftretenden Verluste, was durch einen Temperaturabfall in Flußrichtung nachgewiesen werden kann. Jeder Körper setzt einem Wärmestrom entsprechend seinem kristallinen Aufbau einen Widerstand entgegen, der als Wärmewiderstand definiert wurde.

Dieser Wärmewiderstand wird durch die spezifische Wärmeleitfähigkeit λ und den Querschnitt A des Körpers sowie die Weglänge l des Wärmeflusses im Körper beeinflußt.

$$R_{th} = \frac{l}{\lambda A} \qquad (1)$$

Der durch den Wärmestrom P_V in einem Körper mit bekanntem Wärmewiderstand hervorgerufene Temperaturabfall kann analog zum Ohmschen Gesetz nach Gl. (2) berechnet werden:

$$\Delta\vartheta = \vartheta_1 - \vartheta_2 = R_{th}\, P_V \qquad (2)$$

Auf ein Halbleiterbauelement bezogen, besagt Gl. (2), die Differenz zwischen Sperrschicht- und Bezugstemperatur entspricht dem Produkt von Wärmewiderstand und Verlustleistung. Die Verlustleistung wird zum überwiegenden Teil in der Sperrschicht eines Halbleiterbauelementes in Wärme umgesetzt.

Vom Bauelementehersteller wird der Grenzwert der zulässigen Sperrschichttemperatur, die bei Siliziumbauelementen zwischen 125 °C und 200 °C festgelegt wird, sowie der dem Bauelement entsprechende Wärmewiderstand angegeben. Vom Anwender ist dann zu überprüfen, ob es bei der vorgesehenen Einsatztemperatur und der benötigten Verlustleistung zu keiner Sperrschichttemperatur-Überschreitung kommt, die eine Reduzierung der Lebensdauer des Bauelementes, wenn nicht gar dessen Zerstörung zu Folge hätte.

Die sich einstellende Sperrschichttemperatur kann nach Gl. (3) einfach überprüft werden:

$$\vartheta_j = \vartheta_a + R_{thja}\, P_V \qquad (3a)$$

$$\vartheta_j = \vartheta_c + R_{thjc}\, P_V \qquad (3b)$$

ϑ_j = Sperrschichttemperatur
ϑ_c = Gehäusetemperatur
ϑ_a = Umgebungstemperatur
R_{thja} = Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Umgebung
R_{thjc} = Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse

Im Bild 1 ist ein Planartransistor dargestellt. Von der Sperrschicht bis zum Gehäuseboden durchdringt der Wärmestrom mehrere Materialien: Silizium, Gold-Silizium-Eutektikum, Stahl. Für jede dieser Materialschichten läßt sich deren Wärmewiderstand nach Gl. (1) berechnen. Daraus ergibt sich dann der innere Wärmewiderstand des Transistors durch Addition der Wärmewiderstandsanteile der einzelnen Schichten.

Schwieriger gestaltet sich die Berechnung des Wärmewiderstandes von plastverkappten Bauelementen, von einigen Ausnahmen mit besonderen Wärmeableitvorrichtungen abgesehen. Bei diesen Bauelementen kann nur auf die meßtechnische Ermittlung des Wärmewiderstandes zurückgegriffen werden.

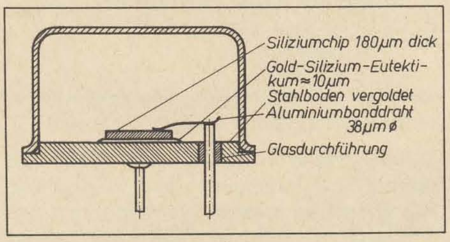


Bild 1: Vereinfachte Schnittdarstellung eines Silizium-Planartransistors

1.1. Wärmewiderstandsmeßverfahren

Aus der Bestimmungsgleichung des Wärmewiderstandes nach Gl. (2)

$$R_{thja} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_a}{P_V}$$

ist zu erkennen, daß zwei verschiedene Arten von Messungen erforderlich sind:

- Temperaturmessungen zur Bestimmung der Temperaturdifferenz zwischen Sperrschicht und Umgebung
- Strom- und Spannungsmessungen zur Verlustleistungsbestimmung.

Während die Bestimmung der Verlustleistung mit einfachen Mitteln möglich ist, kann die Sperrschichttemperatur nur auf dem Umweg über eine temperaturempfindliche elektrische Kenngröße gemessen werden. Hierfür sind in der Literatur verschiedene Verfahren unter Verwendung der Kenngrößen B, U_{BC}, Y_{21E}, I_{CBO}, h_{11b}, h_{11E} [1] beschrieben, jedoch wird vorwiegend die Basis-Emitterspannung bei gesperrtem Kollektor wegen ihrer günstigen Meßmöglichkeit und der nahezu linearen Temperaturabhängigkeit im Betriebstemperaturbereich bei einer Auflösung von etwa −2 mV/K angewendet.

Voraussetzung für die indirekte Temperaturmessung ist das Vorliegen einer Eichkurve $U_{BE} = f(\vartheta_j)$. Hierzu werden fünf bis zehn Bauelemente eines zu messenden Postens im Silikonölbad eines Thermostaten in vier Stufen von etwa 20 K Temperaturdifferenz temperiert und U_{BE} bei einem Arbeitspunkt geringer Leistung, damit ϑ_j etwa die Temperatur des Ölbades annimmt, entsprechend der Meßschaltung nach Bild 2 registriert. Die erhaltenen Meßpunkte werden grafisch aufgetragen und durch eine Gerade approximiert, wodurch geringfügige Abweichungen in einem Temperaturpunkt eliminiert werden können. Der Geradenanstieg wird entnommen, und die erhaltenen Werte des Temperaturdurchgriffs $D = \Delta U_{BE}/\Delta\vartheta$ werden gemittelt.

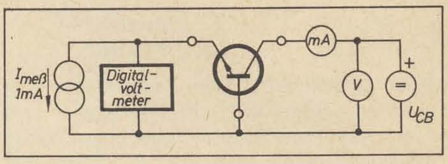


Bild 2: Meßschaltung für die Aufnahme einer Eichkurve $U_{BE} = f(\vartheta_a)$

1.1.1. Statisches Verfahren

Zur Bestimmung der Sperrschichttemperatur kann für einfache und überschlägige Messungen ein statisches Verfahren benutzt werden. Der Transistor wird zunächst in einem Arbeitspunkt geringer Leistung betrieben (z. B. $U_{CB} = 1$ V, $I_C = 10$ mA) und nach Einstellung des thermischen Gleichgewichtes U_{BE} gemessen. Nun wird die Verlustleistung durch Variation von U_{CB} erhöht, z. B. auf 21 V, und nach Einstellung des stationären Zustandes wird wieder U_{BE} gemessen. Das Meßprinzip entspricht der im Bild 2 gezeigten Schaltung. Statt mit der Bezugstemperatur wird mit der Sperrschichttemperatur im Arbeitspunkt geringer Verlustleistung gearbeitet. Zur Auswertung gelangt also die Sperrschichttemperaturänderung, die durch eine Verlustleistungsänderung hervorgerufen wird.

$$R_{thja} = \frac{\Delta U_{BE}}{D} \cdot \frac{1}{\Delta U_{CB} I_C} \qquad (4)$$

Die Basis-Emitterspannung und damit auch der Temperaturdurchgriff sind vom Kollektorstrom abhängig, darum muß die Aufnahme der Eichkurve bei dem gleichen Kollektorstrom, wie er zur Messung verwendet wird, erfolgen.

Wegen der einfachen Handhabung wird dieses statische Meßverfahren noch oft angewendet. Es wird dabei aber zumeist die Spannungsrückwirkung U_{12B} durch den Kollektorspannungssprung auf die Basis vernachlässigt. Das kann zu beachtlichen Fehlern führen, denn die Spannungsrückwirkung beträgt einige Millivolt und vergrößert scheinbar die durch die Belastung hervorgerufene Basis-Emitterspannungsänderung. Exakter müßte Gl. (4) demnach lauten [2]:

$$R_{thja} = \frac{\dfrac{\Delta U_{BE}}{D} - U_{12B}}{\Delta U_{CB} I_C} \qquad (5)$$

Die Kollektorspannungsrückwirkung ist exemplar- und arbeitspunktabhängig und kann an einem Oszillografen zum Zeitpunkt des Umschaltens der Kollektorspannung in einem kleinen Zeitablenkbereich (X = 0,1 ms/cm) sichtbar gemacht werden.

Einige Meßwerte sind als Beispiel in der Tafel 1 aufgeführt, eine Übergangsfunktion $U_{BE}(t)$ bei Umschaltung der Kollektorspannung zeigt Bild 3.

Wegen der aufwendigen Einzelmessungen, des eingeschränkten Belastungsbereiches durch den Lawinendurchbruch und wegen der steigenden Genauigkeitsanforderungen

werden alle Arten des Wärmewiderstandes [3] ausschließlich nach dem U_{BE}-Impulsmeßverfahren gemessen, das eine Weiterentwicklung der bekannten Arbeit von Bruckmoser ist [4] [5] [6].

Tafel 1: Meßwerte von U_{12B} für einen Kollektorspannungssprung von 11 V auf 1 V

	I_C in mA	U_{12B} in mV
SC 236	20	1,5
SF 126	50	0,3... 3,5
SF 131	25	6 ...22
SF 136	25	1 ...13
SF 150	50	56 ...63
SF 358	50	8 ...15
SS 106	50	6 ...18
SS 218	20	5 ... 7
SS 202	20	33 ...46
SSY 20	50	0,6... 1

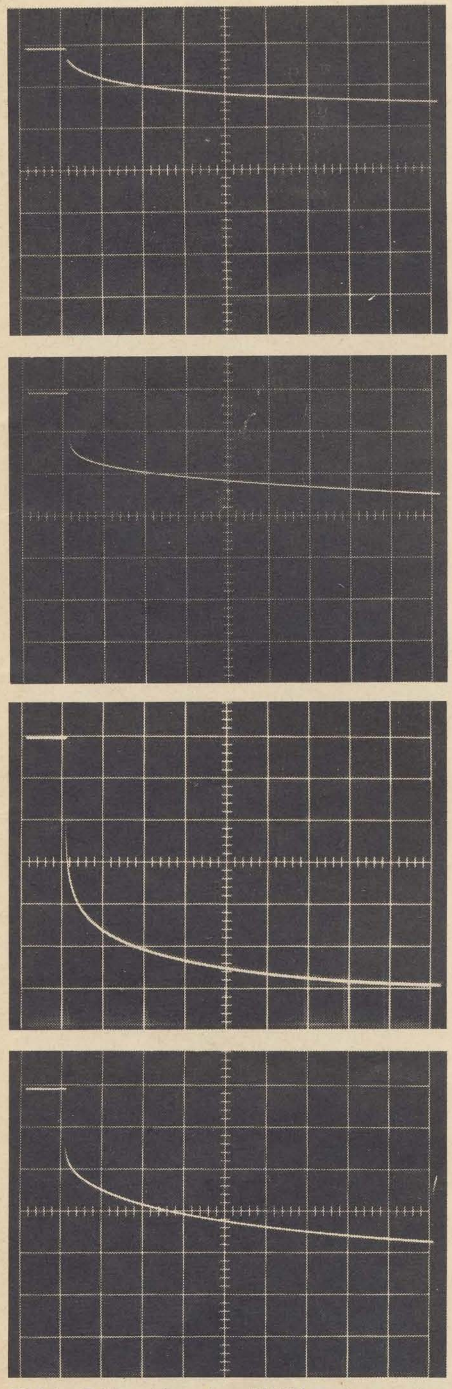
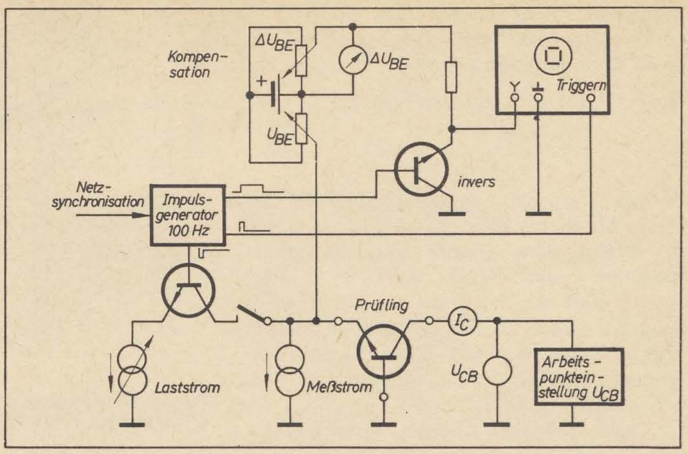


Bild 3: Teilbereiche der Abkühlungskurve eines Transistors SS 108 bei einem Belastungssprung von 500 MW; Y = 20 mV/cm. a) X = 10 μs/cm; b) X = 1 ms/cm; c) X = 10 ms/cm; d) X = 500 ms/cm

Bild 4: Prinzipschaltbild für die impulsmäßige Messung der Sperrschichttemperatur



1.1.2. Impulsmeßverfahren

Im Gegensatz zum vorstehend beschriebenen statischen Verfahren bleibt die Kollektorspannung konstant, während die Verlustleistungsvariation durch eine Kollektorstromänderung realisiert wird.

Die Prinzipschaltung ist im Bild 4 dargestellt. Durch den in Basisschaltung betriebenen Prüfling fließt der konstante Meßstrom, der über die Emitter-Basisdiode den Spannungsabfall U_{BE} verursacht, der für die Temperaturauswertung herangezogen wird. Diesem wird durch Schließen des Belastungsschalters der Laststrom überlagert, der durch einen elektronischen Schalter in eine Impulsfolge zerhackt wird. Die Meßphase, während der kein Belastungsstrom fließt, beträgt bei einem Tastverhältnis von $2 \cdot 10^{-3}$ nur 20 μs, um die Abkühlung der Sperrschicht bis zum Eintreffen des nächsten Lastimpulses in vernachlässigbaren Grenzen zu halten. Gleichzeitig steuert der Impulsgenerator ein Schaltnetzwerk, das auf dem zwischen Emitter und Basis befindlichen Oszillografen während der Belastungsphase Nullpotential einblendet. Auf dem Bildschirm sind dann je Triggerperiode für 20 μs U_{BE} und für den Rest die Nullinie zu sehen.

Zu Beginn der Messung (S_1 geöffnet) wird durch eine Kompensationsspannungsquelle U_{BE} so kompensiert, daß deren Pegel auf dem Bildschirm dem Nullpotential entspricht. Die Meßapparatur wird damit auf die Bezugstemperatur $\vartheta_j \approx \vartheta_a$ eingestellt. Nun beginnt die Belastung durch Schließen von S_1, an deren Ende (etwa 8 min bei ϑ_a = konst. bzw. 3 min bei ϑ_c = konst.) mit einer weiteren Kompensationsspannungsquelle die durch die Erwärmung hervorgerufene Basis-Emitterspannungsänderung ebenfalls kompensiert wird. Die zur Kompensation von ΔU_{BE} benötigte Spannung wird an einem Instrument angezeigt. Ebenfalls wird U_{BE} zur Ermittlung von P_V gemessen. Der Wärmewiderstand wird nun nach Gl. (6) ausgerechnet.

$$R_{th} = \frac{\Delta U_{BE}}{D \Delta I_C (U_{CB} + U_{BE})} \qquad (6)$$

Entsprechend den Montagebedingungen des Prüflings erhält man bei freitragendem Aufbau den Gesamtwärmewiderstand R_{thja}, bei Verwendung von Kühlvorrichtungen den Gesamtwärmewiderstand mit Kühlvorrichtung R_{thjka} bzw. bei Verwendung einer angenähert idealen Wärmesenke (z. B. wassergekühlter Kupferblock) den inneren Wärmewiderstand R_{thjc}.

Die Genauigkeit der erhaltenen Meßergebnisse ist von der Exaktheit der durchgeführten Einzelmessungen, auch bei der Aufnahme der Eichkurve, abhängig. Die theoretische Meßgenauigkeit bei dem beschriebenen Impulsverfahren beträgt 15 %, wobei die einschlägige TGL 200-8317 Bl. 25 einen Fehler von 25 % zuläßt.

1.2. Reduktionsdiagramm

Wie aus Gl. (3) zu erkennen ist, hängt die Sperrschichttemperatur nicht nur von dem Produkt $R_{thja} P_V$, sondern auch von der Umgebungstemperatur ϑ_a ab. Da die Herstellerangaben von P_V (bzw. P_{tot}) sich zumeist auf eine Temperatur $\vartheta_a \leq 25\,°C$ beziehen, ist bei zu erwartenden Umgebungstemperaturen im Einsatzfall von $25\,°C \leq \vartheta_a \leq \vartheta_{a\,max}$ eine Verlustleistungsreduktion durchzuführen, um die eingangs erwähnte Forderung nach Einhaltung des Grenzwertes der Sperrschichttemperatur zu gewährleisten.

Zumeist gibt der Bauelementehersteller ein Reduktionsdiagramm (auch Derating-Diagramm) an, das aber im Bedarfsfall auch vom Anwender selbst zusammengestellt werden kann. Im Bild 5 ist als Beispiel ein Reduktionsdiagramm für den SF 126 gezeigt.

Als erforderliche Grenzwerte werden dem Datenmaterial entnommen:

Wärmewiderstand R_{thja}	= 250 K/W
Wärmewiderstand R_{thjc}	= 60 K/W
Sperrschichttemperatur ϑ_j	= 175 °C
Betriebstemperaturbereich ϑ_a	= −40 bis +125 °C.

Die maximale Verlustleistung entspricht dem Wert $P_V(\vartheta_b)$, eine Leistungssteigerung für $\vartheta_a < \vartheta_b$ ist nicht zugelassen, P_V bleibt im Bereich $\vartheta_{a\,min} \leq \vartheta_a \leq \vartheta_b$ konstant. Der

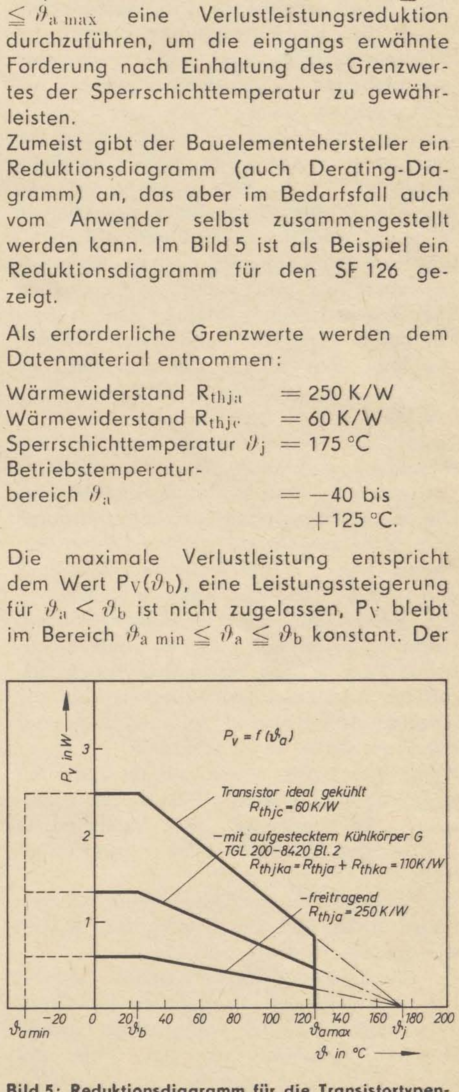


Bild 5: Reduktionsdiagramm für die Transistortypenreihe SF 126 bis SF 129

Knickpunkt liegt zumeist bei $\vartheta_b = 25\,°C$, kann aber auch bis zu Werten von $\vartheta_b = 70\,°C$ angegeben werden.

Nach Gl. (3) wird P_V errechnet:

$$P_V = \frac{\vartheta_j - \vartheta_b}{R_{thja}} = 0{,}6\,W$$

In das Diagramm werden die P_V-Werte $\vartheta_{a\,min}$ bis ϑ_b als konstant eingetragen. Von ϑ_b erfolgt eine lineare Verlustleistungsreduktion zum Punkt ϑ_j ($P_V = 0$). Bei $\vartheta_{a\,max}$ wird durch eine vertikale Begrenzung die obere Grenze des Betriebstemperaturbereiches markiert. Oft wird das Diagramm nicht bis $\vartheta_{a\,min}$, sondern nur bis 0 °C gezeichnet.
Für jede beliebige Umgebungstemperatur innerhalb des Betriebstemperaturbereiches läßt sich nun die zulässige Verlustleistung, auch bei Verwendung von Kühlvorrichtungen mit bekanntem Wärmewiderstand, bestimmen.

1.3. Wärmewiderstandsmessungen bei besonderen Umgebungsbedingungen

Nachfolgend werden die Ergebnisse von Wärmewiderstandsmessungen bei besonderen Umgebungsbedingungen behandelt. So ist nicht nur bei Anwendungen im wissenschaftlichen Gerätebau die Belastbarkeit von Transistoren bei geringem Luftdruck von Interesse, auch die Belastungsreserven von IS bei einer forcierten Luftkühlung sind oft Gegenstand von Anwenderanfragen.
Auf einem Vakuumprüfstand wurden einige Transistoren im Metall- und Plastgehäuse einem Unterdruck ausgesetzt, wobei der Wärmewiderstand nach dem vorstehend beschriebenen Impulsmeßverfahren bestimmt wurde.
Die Zunahme des Wärmewiderstandes bei geringer werdendem Luftdruck ist im Bild 6 dargestellt. Die Wärmeabführung von einem auf einer Leiterplatte befindlichen Transistor erfolgt sowohl durch Wärmeleitung der Anschlußbeine, insbesondere des Kollektors, als auch durch Wärmeleitung über das umgebende Medium Luft, weiterhin durch Konvektion und durch Wärmestrahlung. Das Wirken der verschiedenen Mechanismen der Wärmeabführung wurde u. a. bereits in [3] beschrieben.
Sowohl die Wärmeleitung über die Anschlußbeine als auch die Wärmestrahlung sind von einer Druckänderung unabhängig. Die durch Wärmeleitung der Luft und durch Konvektion abgeführte Wärmeleistung verringert sich mit abnehmendem Luftdruck und wird im absoluten Vakuum zu Null.
Die Kurven für die verschiedenen Transistorbauformen haben einen unterschiedlichen Verlauf, was vorwiegend durch den größten Anteil der Wärmeleitung über die kürzeren und dickeren Anschlußbeine der Plasttransistoren verursacht wird.
Einige errechnete Werte sind im Bild 6 mit eingetragen, die bei der Berechnung erhaltenen Teilergebnisse für verschiedene Drücke sind in der Tafel 2 zusammengestellt.
Der Wärmewiderstand einer IS im Plastgehäuse erhöht sich bei Druckabfall ähnlich wie der des Transistors SS 216.
Bei einem weiteren Versuch wurde nicht der Luftdruck verändert, sondern die den Transistor umgebende Luft zwangsweise bewegt. Dadurch vergrößert sich der Anteil der durch Konvektion abgeführten Wärmeleistung, während die Anteile der Leitung und

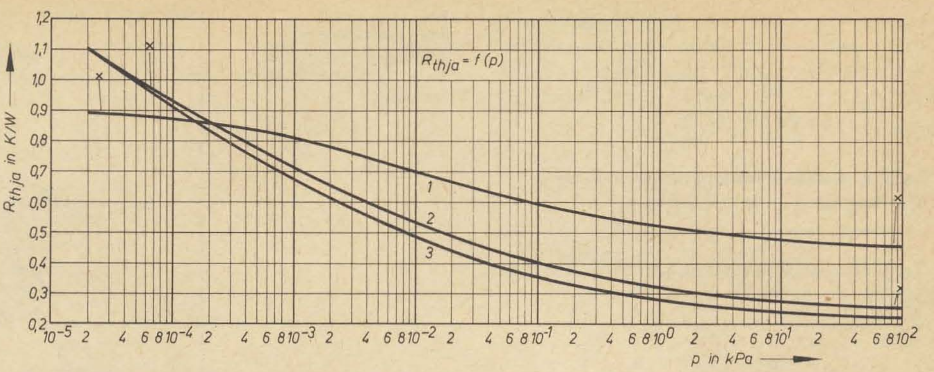


Bild 6: Wärmewiderstand in Abhängigkeit vom äußeren Luftdruck. 1 ≙ Transistor SS 216 (Bauform L); 2 ≙ Transistor SF 126 (Bauform B, Glassockel); 3 ≙ Transistor SF 150 (Bauform B, Stahlsockel)

Tafel 2: Anteile der Wärmeabführung

	Druck in Pa	Konvektion in mW	Strahlung in mW	Leitung in mW	Wärmeleitung über Anschlüsse in mW
SF 126	$98 \cdot 10^3$	119	31	71	2
	66,5	0	31	40	2
	24	0	31	6,5	2
SS 216	$98 \cdot 10^3$	35	23	31	21
	66,5	0	23	12	21
	24	0	23	3	21

Strahlung als konstant angesehen werden können.
In einem PVC-Rohr mit 110 mm Durchmesser wurden die zu prüfenden Bauelemente mit einer Meßfassung auf einer Platine 100 mm × 100 mm horizontal und längs zum Luftstrom angebracht. Der Wärmewiderstand wurde in Abhängigkeit von der Strömungsgeschwindigkeit der Luft, die von 0...2 m/s variiert wurde, gemessen. Die Ergebnisse sind im Bild 7 zu sehen. Dabei ist zu erkennen, daß bei einer Metalloberfläche eine forcierte Luftbewegung die Wärmeabführung erheblich verbessert, während bei einer IS der Anteil der Konvektion gegenüber der Wärmeleitung über die Anschlußbeine wesentlich geringer ist, darum ein Luftstrom auch nur eine geringere Verbesserung hervorruft.

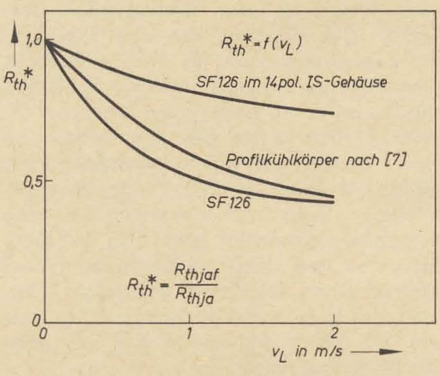


Bild 7: Wärmewiderstand in Abhängigkeit von der Strömungsgeschwindigkeit der umgebenden Luft

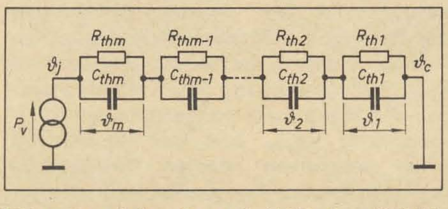


Bild 8: Thermisches Ersatzschaltbild eines Halbleiterbauelementes

2. Impulswärmewiderstand und Impulsverlustleistung

Ein wichtiges Anwendungsgebiet von Halbleiterbauelementen in der Meßtechnik und Datenverarbeitung sind Impulsschaltungen. Vor allem beim Betrieb als elektronischer Schalter an Lastwiderständen mit induktiver oder kapazitiver Komponente treten am Transistor während des Schaltvorganges Verlustleistungsspitzen auf, die die vom Hersteller angegebene maximale Verlustleistung um ein Vielfaches übersteigen können. Es ist darum von großem Interesse, inwieweit ein Transistor kurzzeitig überlastbar ist.
Aus dem Aufbau eines Transistors (vgl. Bild 1) kann erklärt werden, daß jede Materialschicht des Kristalls und des Gehäuses nicht nur einen Wärmewiderstand, sondern auch ein Wärmespeichervermögen (Wärmekapazität) besitzt. Jede Materialschicht ist also in der Lage, entsprechend der ihr eigenen thermischen Zeitkonstante

$$\tau_{th} = R_{th}\,C_{th}$$

mit

$$C_{th} = c\gamma A\,l \qquad (7)$$

c = spezifische Wärme
γ = Dichte

eine bestimmte Wärmemenge zu speichern. Das thermische Ersatzschaltbild einer solchen Transistoranordnung besteht aus einer endlichen Anzahl von parallelen RC-Gliedern [2] und ist im Bild 8 dargestellt.
Der gesamte Temperaturabfall dieser Anordnung ist die Summe der Temperaturabfälle über jedem thermischen RC-Glied.

$$\vartheta_{jc} = \sum_{n=1}^{m} \vartheta_n \qquad (8)$$

Da ein Teil des Wärmestromes bei Impulsbetrieb durch die Wärmekapazitäten aufgenommen wird, ist der für die Belastbarkeit maßgebende Betrag des nunmehr komplexen Wärmewiderstandes kleiner als der statische Wärmewiderstand, wodurch die Impulsverlustleistung größer als die statische Verlustleistung sein kann.

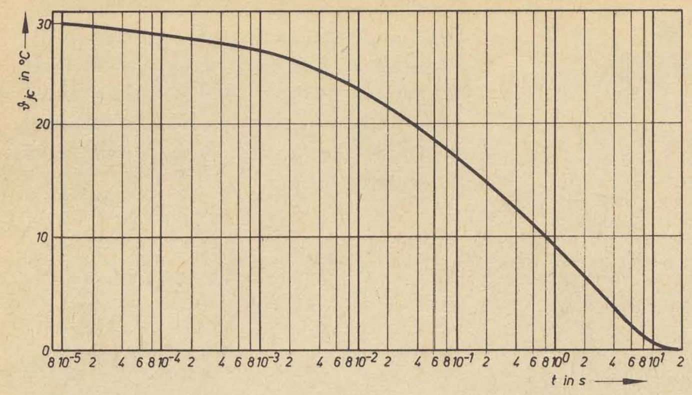


Bild 9: Abkühlungskurve eines Transistors SF 126 bei einem Kollektorspannungssprung von 11 V auf 1 V, $I_C = 50$ mA

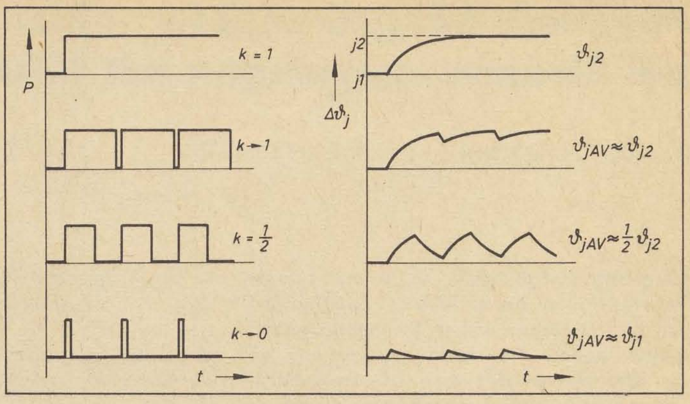


Bild 10: Mittlere Sperrschichttemperatur bei Tastverhältnissen von 0 bis 1

Da ein rein sinusförmiger Wärmestrom in einem Transistor nicht auftreten kann, ist ein Rechnen mit dem Wärmewiderstand in der komplexen Zahlenebene nicht möglich. Für die vorwiegend auftretende rechteckförmige Verlustleistung wurde der Begriff des Impulswärmewiderstandes, auch transienter Wärmewiderstand, Übergangswärmewiderstand oder Wärmeimpedanz genannt, eingeführt.

Wird ein Verlustleistungsimpuls der Dauer t in der Sperrschicht in Wärme umgesetzt, so steigt die Sperrschichttemperatur mit einer vom thermischen Netzwerk abhängigen Zuwachsrate. Der Temperaturbeitrag eines jeden thermischen Zeitgliedes folgt dabei der ihm innewohnenden e-Funktion.

$$\vartheta_{jc}(t) = \sum_{n=1}^{m} \vartheta_n \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_n}\right)\right] \qquad (9)$$

$\tau_{n-1} > \tau_n$

Ist die Impulsdauer t gleich der Zeitkonstante τ_m der unmittelbaren Sperrschichtumgebung, so beträgt die Sperrschichttemperatur zum Zeitpunkt t erst 0,63 ϑ_m, da die weiteren Glieder des thermischen Netzwerkes für $t \leqq \tau_m$ vom Wärmestrom noch nicht erfaßt werden. Für eine Impulsdauer $t = \tau_{m-1}$ ergäbe sich nach Gl. (9) eine Sperrschichttemperatur von $\vartheta_j \approx \vartheta_m + 0{,}63\ \vartheta_{m-1}$.

Selbstverständlich überlappen sich die Wirkungsbereiche der einzelnen Zeitglieder in der Sprungantwort, wie es auf Bild 9 zu erkennen ist. Demnach hat bei Belastung eines Transistors mit kurzen Einzelimpulsen der Nennbelastbarkeit die Sperrschichttemperatur am Ende eines Lastimpulses eine weit geringere Temperatur als aus der statischen Betrachtung zu erwarten wäre. Deshalb kann ein Transistor mit kurzen Lastimpulsen der mehrfachen Nennbelastbarkeit beaufschlagt werden.

Bei einer Vergrößerung der Lastimpulsdauer erwärmen sich größere Bereiche des Transistorkristalls, und die Sperrschichttemperatur kommt ihrem Endwert bei statischer Belastung näher. Die Überlastungsfähigkeit nimmt mit zunehmender Belastungsdauer ab.

Die Abkühlung der Sperrschicht nach Abschalten des Lastimpulses erfolgt nach der zu Gl. (9) konjugierten Beziehung

$$\vartheta_j(t) = \sum_{n=1}^{m} \vartheta_n \exp\left(-\frac{t}{\tau_n}\right) \qquad (10)$$

Erfolgt die Belastung durch eine aufeinanderfolgende Anzahl von Impulsen, so wird sich die Sperrschicht beim Auftreten des jeweils folgenden Impulses nicht auf ihren Anfangswert abgekühlt haben, so daß sich die weiteren Temperaturerhöhungen überlagern. Die Folge davon ist ein stetiger Temperaturanstieg der gemittelten Sperrtemperatur, bis das thermische Gleichgewicht erreicht wird, d. h., bis der Temperaturanstieg während der Heizphase gleich dem Temperaturabfall während der Belastungsphase wird. Daraus läßt sich folgern, daß die mittlere Sperrschichttemperatur sowohl von der Impulszeit als auch vom Tastverhältnis bei gleichbleibender Impulsamplitude abhängt (s. Bild 10).

Unter der Berücksichtigung der Abhängigkeit des Impulswärmewiderstandes vom zeitlichen Verlauf der Verlustleistung kann Gl. (9) wie folgt geschrieben werden:

$$\vartheta_{jc}(t) = P_V \sum_{n=1}^{m} R_{th\,n} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_n}\right)\right] \qquad (11)$$

$$Z_{thjc}(t) = \sum_{n=1}^{m} R_{th\,n} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_n}\right)\right] \qquad (11a)$$

2.1. Messung des Impulswärmewiderstandes

Die meßtechnische Bestimmung des Impulswärmewiderstandes ist nach dem im Abschnitt 1.1.2. beschriebenen Impulsmeßverfahren unter Variation der Lastimpulslänge und des Tastverhältnisses möglich. Durch die systembedingten Umschaltzeiten können jedoch keine Ergebnisse bei Impulslängen unter 10 μs gewonnen werden. Auch ist die Messung im Bereich $t_p > 100$ ms, $k < 0{,}1$ wegen der geringen Triggerrate recht langwierig.

Ein weiteres Verfahren zur Bestimmung des Impulswärmewiderstandes besteht nach [2] in der Aufzeichnung der Abkühlkurve eines Transistors nach Abschalten der statischen Verlustleistung, aus der durch die Abspaltung der einzelnen Exponentialtherme nach einem grafischen Verfahren die Elemente $R_{th\,n}$, $C_{th\,n}$ des thermischen Ersatzschaltbildes gewonnen werden.

Hierfür wurde im VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) ein Rechnerprogramm TEMLYS entwickelt, das das grafische Verfahren nachvollzieht. Im zweiten Teil dieses Programms wird aus den gewonnenen Elementen das Impulsbelastungsdiagramm $Z_{th}(t_p, k)$ nach der in [2] hergeleiteten Beziehung

$$Z_{th} = \sum_{n=1}^{m} R_{th\,n} \frac{1 - \exp(-t_p/\tau_n)}{1 - \exp(-t_p/k\tau_n)} \qquad (12)$$

berechnet.

Im Bild 9 ist als Beispiel eine Abkühlungskurve für den Transistortyp SF 126 und im Bild 11 das daraus errechnete Impulsbelastungsdiagramm dargestellt. Die Elemente des thermischen Ersatzschaltbildes eines Transistors SF 126 sind der Tafel 3 (s. Teil 2) angegeben.

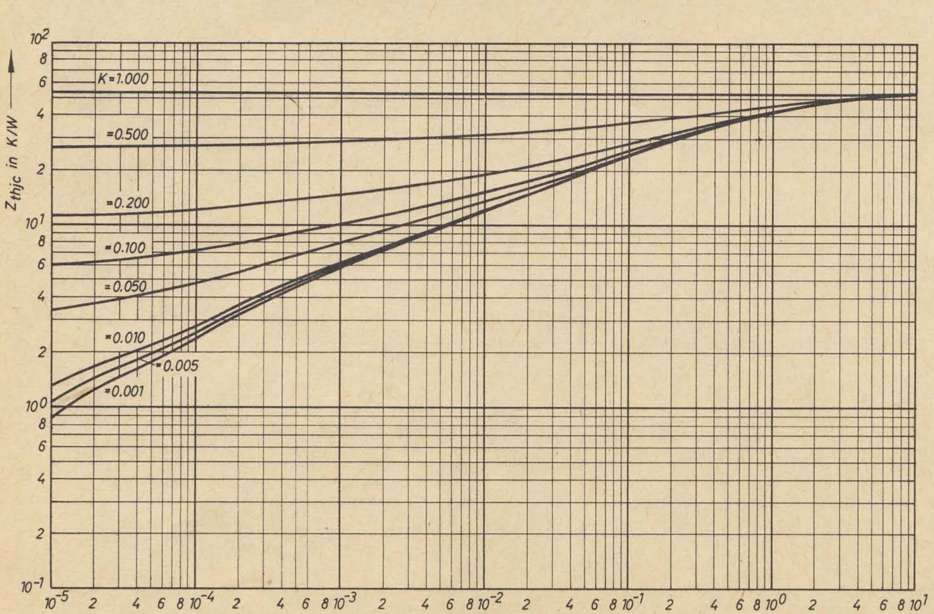


Bild 11: Impulswärmewiderstandsdiagramm eines Transistors SF 126

Wird fortgesetzt

Minimale Längstransistorbelastung bei Stromversorgungen mit MAA 723

Dipl.-Ing. JOHANNES GILDEMEISTER

Die Einflüsse der Spannungsversorgung von Spannungsregelschaltungen auf die Längstransistorverlustleistung erweisen sich größer als oft erwartet. Damit zusammenhängend werden zwei Kurzschlußstrombegrenzungsschaltungen und ihre hybride Form behandelt.

Längstransistorgeregelte Stromversorgungsteile für Ströme bis zu 10 A bei Spannungen von 5...15 V liegen wegen der entstehenden relativ hohen Transistorverlustleistung an der Grenze, an der man vom wirtschaftlichen Vorteil her einen Schaltregler einsetzen sollte. Da dieser technisch schwer zu beherrschen ist [1], wird man sich besonders bei Kleinanwendungen öfter veranlaßt sehen, auf die herkömmliche Schaltung mit Längstransistor zurückzugreifen.
In diesem Grenzgebiet ist es auf Grund eines angestrebten hohen Wirkungsgrades und der begrenzten Wirksamkeit des Kühlkörpers geboten, die einzelnen Quellen für die am Längstransistor auftretende Verlustleistung differenziert zu betrachten.
Je nachdem, wie nahe an der Grenzbelastung gearbeitet wird, entscheidet man sich für die verlustleistungsärmste Variante oder für einen reduzierten Schaltungsaufwand bzw. für gängigere Bauelemente.
Die Darlegungen gehen auf die Erfahrungen mit dem Aufbau einer geregelten Spannungsversorgung für 5 V, 9 A und 15 V, 8 A mit dem ČSSR-Schaltkreis MAA 723 (Tesla) zurück. Zur allgemeinen Anwendung des MAA 723 sei auf [2] [3] [4] verwiesen. Das dynamische Verhalten der untersuchten Schaltungen bleibt unberücksichtigt.

Quellen für die Verlustleistung am Längstransistor

Für die maximal auftretende Verlustleistung $P_{v\,max}$ am Längstransistor sind die Differenz zwischen der maximalen Eingangsspannung $U_{E\,max}$ und der geregelten Ausgangsspannung U_A sowie der Faktor maximaler Ausgangsstrom $I_{A\,max\,Nenn}$ maßgebend:

$$P_{v\,max} = (U_{E\,max} - U_A) I_{A\,max\,Nenn} \quad (1)$$

Für Schaltungen mit dem Widerstand R_s (Bilder 1, 3 und 4) gilt

$$P_{v\,max} = (U_{E\,max} - U_A - U_s) I_{A\,max\,Nenn} \quad (1a)$$

mit

$$U_s = I_{A\,max\,Nenn} R_s$$

Werte, die wie $I_{A\,max}$ zwischen $I_{A\,max\,Nenn}$ (s. Bild 5) und I_K liegen und die Funktion des Verbrauchers nicht mehr gewährleisten, werden nicht in die Berechnung von $P_{v\,max}$ einbezogen. Es wird der beeinflußbare Term $(U_{E\,max} - U_A)$ bzw. $(U_{E\,max} - U_A - U_s)$ behandelt.

Einfluß der Spannungsversorgung

$U_{E\,max}$ wird von $U_{E\,min}$ und den Versorgungsspannungsschwankungen bestimmt

$$U_{E\,max} = U_{E\,min} \frac{1 + \frac{\Delta U_{E\,max}}{U_{E\,Nenn}}}{1 - \frac{\Delta U_{E\,min}}{U_{E\,Nenn}}} \quad (2)$$

Bei zugelassenen Netzspannungsschwankungen von −20 % und +10 % wird

$$U_{E\,max} = 1{,}375\, U_{E\,min} \quad (3)$$

In $U_{E\,min}$ gehen nicht nur U_A, die notwendige Transistorbetriebsspannung U_{CE} und gegebenenfalls U_s ein, sondern auch die Brummspitzenspannung $\hat{U}_\sim$.
Für die Schaltungen in den Bildern 1, 2 und 4 gilt

$$U_{E\,min} = U_A + U_{CE1\,min} + U_s \quad (4)$$

wobei U_s für Bild 2 entfallen kann.
Es muß angestrebt werden, daß U_{CE1} durch die Wahl der Gesamtschaltung für die Spannungsversorgung nach Bild 2 oder Bild 4 auf dem Minimum

$$U_{CE1\,min} \approx U_{CE1\,sat} + \hat{U}_\sim + 0{,}5\text{ V} \quad (5)$$

gehalten werden kann. Wenn der Ladekondensator mit

$$C_L = \frac{2{,}5 \cdot 10^4 I_A}{U_E}$$

C_L in μF, I_A in A und U_E in V

berechnet wird, beträgt die Brummspitzenspannung $\hat{U}_\sim$ etwa 1 V.
Will man den Schaltungsaufbau im Transformator- und Gleichrichterteil vereinfachen und unter Einhaltung der Bedingungen für die Betriebsspannung U_B des MAA 723 ($9{,}5\text{ V} \leq U_B \leq 40\text{ V}$) die Schaltung im Bild 3 ($U_B = U_H = U_E$) verwenden, so ergibt sich unter Vernachlässigung der Spannungsabfälle an R_{13} und R_{14} (s. Bild 1)

$$U_{CE1\,min} \approx U_{BE1} + U_{BE2} + U_{BE15} + U_{CE\,sat14} + \hat{U}_\sim + 0{,}5\text{ V} \quad (6)$$

Im Vergleich zu Bild 2 ($U_{CE1\,min} \approx 2{,}2$ V) wurde für Bild 3 bei einem Strom von $I_A = 9$ A und dem einsetzenden Spannungsabfall von 1 % ein Wert von $U_{CE1\,min} \approx 4{,}3$ V gemessen. Die Differenz beträgt $\Delta U_{CE1} = 2{,}1$ V. Daraus kann man als Forderung für den verlustleistungsarmen Aufbau die Bedingung

$$U_B = U_H \geqq U_E + 2{,}1\text{ V} \quad (7)$$

für die Hilfsspannung U_H der Treibertransistoren und für die Betriebsspannung U_B des MAA 723 ableiten.
Den Unterschied zwischen beiden Schaltungen in bezug auf die entstehende Transistorverlustleistung soll ein Beispiel verdeutlichen.
Im ungünstigen Fall (s. Bild 3) ergibt sich bei

$$U_A = 10\text{ V}, I_{A\,max\,Nenn} = 10\text{ A}$$

und

$$U_{E\,min} = 10\text{ V} + 4{,}3\text{ V} + 0{,}8\text{ V} = 15{,}1\text{ V}$$

mit den Gln. (3) und (1a) eine Verlustleistung von

$$P_{v\,max} = 99{,}5\text{ W}$$

Die zur Verfügung stehenden Leistungstransistoren KD 501 bis KD 503 aus der ČSSR weisen einen inneren Wärmewiderstand $R_{thj} \leqq 0{,}866$ K/W auf.
Bei $P_{v\,max} = 99{,}5$ W ergibt sich nach der Bedingung

$$\Delta\vartheta_{üjc} = R_{thj} P_{v\,max} \quad (8)$$

eine maximale Übertemperatur zwischen Kristallinnerem und Gehäuse des Transistors von 86 K.
Bei Verminderung von $U_{E\,min}$ um 2,1 V durch die Spannungsversorgung im Bild 2 ergibt sich eine Verlustleistung von $P_{v\,max} = 71$ W und eine Temperaturerhöhung von $\Delta\vartheta_{üjc} = 61$ K. Bei einer maximal zulässigen Sperrschichttemperatur $\vartheta_{j\,max} = 155$ °C kann mit diesen Verlustleistungen eine maximale Temperatur am Transistorgehäuse

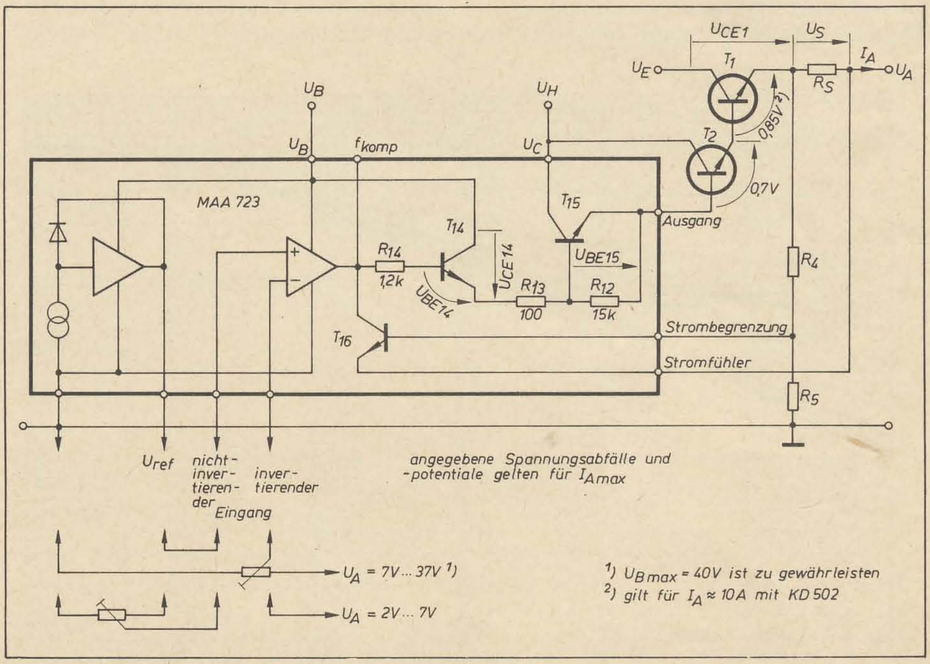


Bild 1: MAA 723 – Ausgangsschaltung mit angeschlossenem Treiber- und Endtransistor (R_s im Hauptstromzweig)

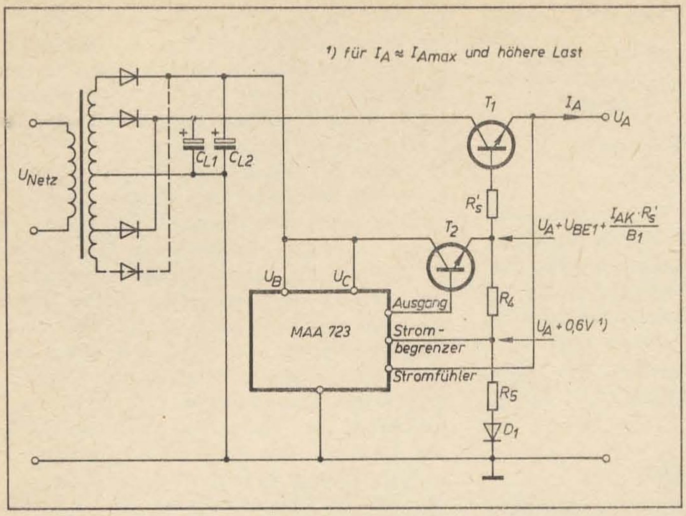


Bild 2: Spannungsversorgung für $U_A = 8{,}5 \ldots 24$ V (R_s' in Basiszuleitung von T_1)

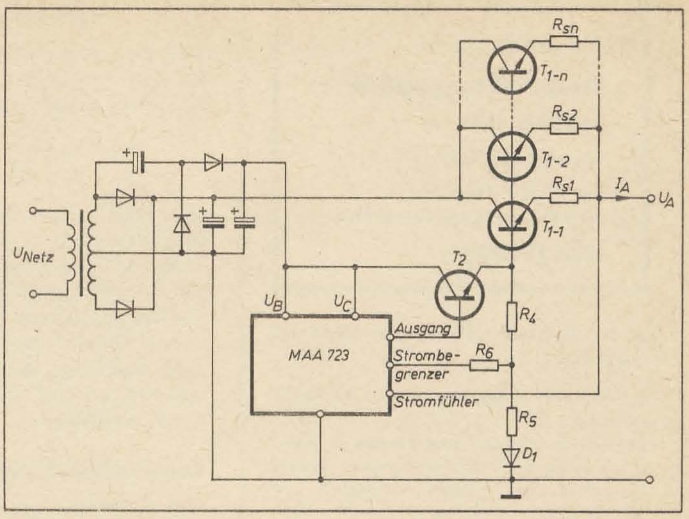


Bild 4: Schaltung mit parallelgeschalteten Längstransistoren (Spannungsversorgung für $U_A = 2 \ldots 8{,}5$ V)

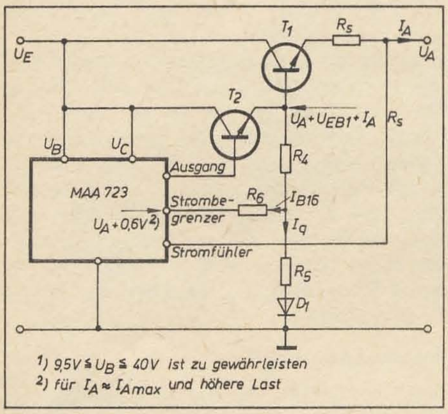


Bild 3: Gemeinsame Spannungsquelle für $U_A = 6$ bis 37 V (R_s im Hauptstromzweig)

von 155 °C — 86 °C = 69 K (für Bild 3) und 155 °C — 61 °C = 94 K (für Bild 2) zugelassen werden. Wer die weiteren Wärmewiderstände vom Transistorkühlkörperübergang bis zur Geräteumgebung kennt [5], kann nachrechnen, daß bei 40 °C Geräteumgebungstemperatur und ohne Anwendung einer Zwangskühlung das Temperaturgefälle von 69 °C zu 40 °C nicht, das von 94 °C zu 40 °C gerade ausreicht.

Aus diesem Rechenbeispiel geht hervor, daß durch die aufgestockte Transformatorwicklung 30 % Leistungsreserve erschlossen, Energie eingespart und der Wirkungsgrad hochgesetzt werden kann. Im vorliegenden Fall könnte unter Beibehaltung der Transistorkühlung für die gemeinsame Spannungsversorgung durch einen Übergang auf eine getrennte Spannungsversorgung der Strom von 10 A auf 14 A bei gleichbleibender Verlustleistung für den Endtransistor erhöht werden. Mit der optimalen Schaltung kann so eine Erhöhung der Leistungsreserve um 40 % gegenüber der im Bild 3 erreicht werden.

Unter Berücksichtigung der Bedingungen für die Betriebsspannung U_B des MAA 723 wird deshalb für den Bereich $U_A = 2$ bis 8,5 V für die separaten Spannungsversorgungen die Form einer Spannungsverdopplerschaltung (s. Bild 4) und für $U_A = 8{,}5$ bis 24 V eine Schaltung mit aufgestockter Transformatorwicklung (s. Bild 2) gewählt.

Der obere Grenzwert für die Ausgangsspannung ergibt sich bei der Spannungsverdopplerschaltung sowie bei der Schaltung mit aufgestockter Transformatorwicklung aus der Bedingung, daß der zweifache Spitzenwert der Transformatorwechselspannung bei Netzspannungsschwankungen um +10 % und —20 % die maximale Betriebsspannung des MAA 723 nicht überschreiten darf. Wird bei höheren Spannungen auf die Schaltung im Bild 3 zurückgegriffen, so beträgt die Leistungsreserve bei $U_A = 24$ V nur 17 %. Der Geräteentwickler kann aber allgemein kalkulieren, daß einige zusätzliche Kupferdrahtwindungen und eine weitere Anzapfung des Netztransformators einen geringeren Aufwand darstellen.

Einfluß der Strombegrenzungsschaltung

Mit dem Transistor T_{16}, dem Widerstand R_s, über dem die Öffnungsspannung $U_ö$ von etwa 0,6 V für T_{16} erzeugt wird, und den Einstellwiderständen R_4 und R_5 wird eine Strombegrenzung (s. Bild 1) realisiert, die den Strom bei Kurzschluß begrenzt [2].

In [3] wird der Widerstand R_s in die Basisleitung des Stelltransistors mit der Größe

$$R_s' = B_1 R_s \qquad (9)$$

verlegt. Das hat den Vorteil, daß gerade bei großen Strömen für R_s ein mit der Großsignalstromverstärkung des Transistors T_1 multiplizierter Wert und damit meist noch ein Schichtwiderstand verwendet werden kann und die an R_s entstehende Leistung von etwa $0{,}8\ V \cdot 10\ A = 8\ W$ ($I_{A\,max\,Nenn} = 10$ A) auf einen durch B_1 dividierten Teil minimiert werden kann.

Werden jedoch aus Gründen der Bequemlichkeit die Spannungsverhältnisse $U_E = U_H = U_E$ oder $U_H = U_E$ verwendet oder nur der Kollektor von T_2 mit U_E verbunden, wie es bei einer Stromversorgung mit Spannungsverdopplerschaltung vorgesehen war, so geht nicht nur der Vorteil des vermiedenen Leistungsverlustes verloren. Es muß nicht nur die an R_s im Bild 1 entstehende Verlustleistung, sondern es müssen auch die zusätzlichen Basis-Emitter-Spannungsabfälle vom Stelltransistor aufgebracht werden. Bei Beschaltung des MAA 723 nach Bild 2, jedoch mit der Spannungsversorgung nach Bild 3 mit $U_B = U_H = U_E$ wird $U_{CE1\,min}$ um die Differenz zwischen Gl. (6) und Gl. (5) erhöht. Es wird also $U_{CE\,min} \approx 5{,}1$ V gegenüber $U_{CE\,min} \approx 2{,}2$ V bei getrennter Spannnungsversorgung nach Bild 2.

Aus der Rechnung ergibt sich, daß im Bereich von $U_A = 10$ V die Verlustleistung um fast 50 % höher liegt als bei der Regelschaltung mit getrennter Spannungsversorgung.

Als Dimensionierungsregel für die Schaltung im Bild 2 ergibt sich

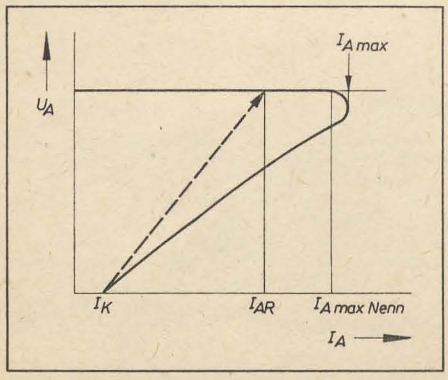


Bild 5: Belastungsverhalten für Bild 1

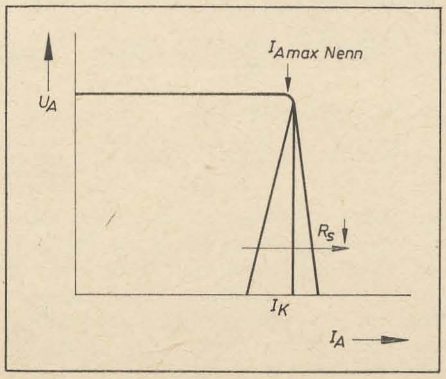


Bild 6: Belastungsverhalten für Bilder 2 bis 4

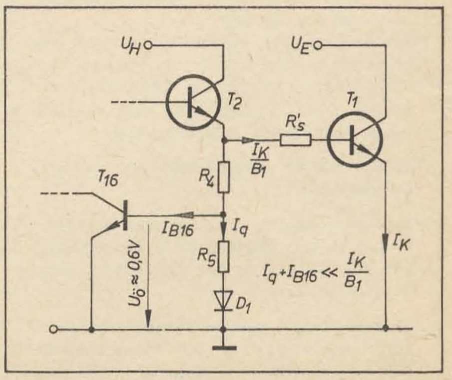


Bild 7: Kurzschlußverhältnisse für Bild 2

Aus der Zeitschrift

Nachrichtentechnik Elektronik

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift für die gesamte elektronische Nachrichtentechnik

Heft 11 (1980)

■ **Zur Methodik schöpferischer Arbeit bei Ingenieuren**

■ **Mikroakustik-Bauelemente für die Nachrichtentechnik**

Mikroakustik-Bauelemente können in nachrichtentechnischen Anwendungen sowohl Lücken in der Integrationsfähigkeit von Bauelementen schließen als auch völlig neue Signalverarbeitungsprinzipien realisieren. Prinzipiell werden akustische Oberflächenwellen-Bauelemente im Frequenzbereich von 10 MHz bis zu einigen Gigahertz arbeiten, wobei die Herstellungstechnologien weitestgehend mit den bekannten Mikroelektronik-Technologien übereinstimmen. Ausgehend von der Einführung dieser Technik als Fernseh-ZF-Filter in der Konsumgüterelektronik werden von den führenden Industriestaaten bereits verschiedene Mikroakustik-Bauelemente-Sortimente entwickelt und angeboten.

■ **Analogwerterfassung und ausgabe mit Mikrorechnern**

Nach einem Überblick über Strukturen und über den gegenwärtigen Stand von Analogwerterfassungssystemen für Mikrorechner werden die wichtigsten Elemente solcher Systeme aus der Sicht des Anwenders behandelt. Im wesentlichen sind dies der Analogmultiplexer, der Instrumentationsverstärker, die Abtast- und Halteschaltung, der AD-Umsetzer mit dem zugehörigen Interface, der DA-Umsetzer und die Stromversorgung.

■ **MOSCH – ein Analyseprogramm für mehrfach rückgekoppelte Systeme**

■ **Digitale Informationstechnik 5: Finite Systemtheorie**

Es werden die wichtigsten Gesetze für die Systembeschreibung im finiten Zeitbereich bzw. im finiten z-Bereich entwickelt, die insbesondere Übertragungsgleichungen und auch Realisierungen umfassen. Nachdrücklich wird auf die Zusammenhänge zwischen finiter und infiniter Systemtheorie aufmerksam gemacht und damit ein überschaubares „Gesamtbild" vermittelt.

■ **Einfluß von Unebenheiten auf die Korrosion von Edelmetall-Kontaktstücken**

■ **Einfaches Verfahren zum Nachweis geringer Verlustwinkeldifferenzen gleichartiger Materialproben**

Es wird ein einfaches Verfahren zum Nachweis der Gütedifferenz von Mikrowellenresonatoren aufgezeigt.

Am Beispiel des E_{010}-Resonators wird die Verwendung der Methode zur Messung des Verlustwinkels stabförmiger Materialien erläutert. Die Messung kann kontinuierlich an durchlaufenden Stäben erfolgen.

■ **Methode zur direkten Messung von Zweipolelementen**

■ **Voraussage der Lebensdauer von Bauelementen und elektronischen Schaltkreisen auf der Grundlage der Darstellung ihres Rauschverhaltens**

■ **Zeitraffende Untersuchungen zur Schätzung und Bewertung der Zuverlässigkeit mikroelektronischer Hybridschaltungen bei Anwendung von Wärmeschocks**

$$U_B = U_H = U_E + 2{,}9\ V \quad (10)$$

Will man nun aus Bequemlichkeitsgründen für den Fall, daß der maximale Strom nur kurzzeitig gezogen wird, im Bereich

$$8{,}5\ V \leq U_A \leq 24\ V\ (\Delta U_E/U_E = -20 \ldots +10\ \%)$$

auf eine aufgestockte Transformatorwicklung verzichten und die höhere Verlustleistung an T_1 in Kauf nehmen, so sollte man die Schaltung im Bild 3 anwenden. Bei zur Verfügung stehendem Konstantandraht mit einem Durchmesser von etwa 1 mm kann man dann den Widerstand R_s, der freitragend ausgeführt und festgeklemmt werden kann, anfertigen.

Kurzschlußstrombegrenzung

Die Schaltung zur Begrenzung des Kurzschlußstromes I_K soll die Bedingung für den Längstransistor

$$U_{E\,max}\, I_K \leq P_{v\,max} \quad (11)$$

gewährleisten. In den angegebenen Schaltungen dient der Strombegrenzungswiderstand R_s bzw. R_s der Erzeugung eines Spannungsabfalls, der bei Überschreiten von $I_{A\,max}$ den im MAA 723 integrierten Transistor T_{16} öffnet und das Potential an der Basis von T_{16} und nachfolgend gegen den Emitter von T_1 so weit herunterzieht, daß nur noch I_K zur Aufrechterhaltung von $U_ö$ fließen kann. Mit der Potentiometerschaltung von R_4 und R_5 kann $I_{A\,max\,Nenn}$ genau eingestellt werden.

Für den fließenden Kurzschlußstrom der Schaltung im Bild 1 gilt

$$I_K = \frac{U_ö}{R_s}\,\frac{R_4 + R_5}{R_5} \quad (12)$$

wobei $U_ö \approx 0{,}6\ V = U_{BET16}$.

Diese Schaltung ergibt eine Ausgangsstrombegrenzung, die der im Bild 6 entspricht. Die in Gl. (12) vorhandene Konstante $(R_4 + R_5)/R_5$ für I_K geht gegen Eins, wenn zwischen R_5 und Masse eine Diode D_1 geschaltet wird (s. Bilder 2 bis 4), weil der nichtlineare Durchlaßwiderstand von D_1 nicht in die Rechnung einbezogen werden muß. Das heißt, der Strom I_q durch R_5 und D_1 wird während des Kurzschlusses vernachlässigbar klein. Nach Gl. (12) bestimmt R_s den Kurzschlußstrom und demzufolge die Verlustleistung.

Zur Erreichung einer niedrigeren Verlustleistung, eines niedrigeren Kurzschlußstromes und für Ströme über 1 A überhaupt sind die Schaltungen in den Bildern 2 bis 4 vorteilhaft.

Für Bild 2 ergibt sich im Kurzschlußfall Bild 7 mit den eingezeichneten Stromspannungsverhältnissen

$$I_K = \frac{B_1[U_ö + (I_q + I_{B16})\,R_4 - U_{EB1}]}{R_s} \quad (13)$$

und für Bild 3 erhält man

$$I_K = \frac{U_ö + I_{B16}(R_4 + R_6) + I_q R_4 - U_{EB}}{R_s} \quad (14)$$

Aus Bild 7 ist ersichtlich, daß diese Gleichungen unter Vernachlässigung der aktiven Schaltung entstanden sind. Deshalb dienen sie nicht zur Dimensionierung, sondern nur zum Erkennen der Gesetzmäßigkeit. Nach diesen Gleichungen könnte I_K sehr schnell negative Werte annehmen, was physikalisch allerdings nicht möglich ist.

Es kann festgestellt werden, daß mit einem Spannungsabfall an R_s bzw. R_s von 0,8 V in der Strombegrenzungsschaltung nach Bild 3 I_K den Wert von 0,6 A gegenüber 1,7 A in der Schaltung nach Bild 2 erreicht ($I_{A\,max\,Nenn} = 9$ A, $U_A = 5$ V).

Je nach Schaltung und Ausgangswerten kann bei Aufheben des Kurzschlußzustandes der Strom Werte eines Rückkehrstromes $I_{AR} < I_{A\,max\,Nenn}$ annehmen (s. Bild 6). Mit R_6 läßt sich die Schaltung so dimensionieren, daß I_A nach Beendigung des Kurzschlusses gleich $I_{A\,max\,Nenn}$ ist. Bei einer Stromversorgung von 15 V, 8 A stieg bei zwei parallelgeschalteten Endtransistoren und einem ursprünglichen $I_{AR}/I_{A\,max\,Nenn} = 6\ A/8\ A$ der Kurzschlußstrom von 0,6 A auf 1,1 A an. Die Kurzschlußstrombegrenzungsschaltung im Bild 4 hat für Schaltungen mit parallelgeschalteten Endtransistoren, die hohe Ströme liefern, den Vorteil, daß die in den Emitterzuleitungen liegenden Widerstände zur Scherung unterschiedlicher Kennlinien sowie auch als R_s genutzt werden können.

Sind die parallelgeschalteten Endtransistoren thermisch gut gekoppelt und läßt es die Abweichung der Kennlinien untereinander zu, so können bei der Forderung eines hohen Wirkungsgrades die Begrenzungsschaltungen in den Bildern 2 und 4 kombiniert und R_s verkleinert werden. Der restliche notwendige Spannungsabfall zur Aufsteuerung von T_{16} wird an einem Widerstand R_s erzeugt, der zwischen R_4, T_2 und T_1 gelegt wird.

Zusammenfassung

Eine getrennte Spannungsversorgung für Längstransistor und übrige Ansteuerschaltung einer Spannungsversorgung kann eine Leistungsreserve von 20...40 % – in Sonderfällen noch mehr – erschließen und entsprechend den Wirkungsgrad erhöhen, ein Ergebnis, das vielfach nicht so hoch eingeschätzt wird.

Wenn in einer Schaltung zur Kurzschlußstrombegrenzung durch Gewinnung der Schaltspannung an einem Widerstand in der Basisleitung statt in der Emitterleitung des Stelltransistors der Wirkungsgrad grundsätzlich erhöht werden kann, so hat die Gewinnung der Schaltspannung im Hauptstromzweig jedoch ihre Berechtigung bei vereinfachter Spannungsversorgung und Parallelschaltung von Endtransistoren.

Literatur

[1] Schuster, W.: Stand und Entwicklungstendenzen der Stromversorgungstechnik. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 5, S. 151–153

[2] Präzisionsspannungsregler μA 723. Fairchild-Halbleiter-G.m.b.H.-Firmenschrift 1971

[3] Schuster, W.: Gleichspannungsregler mit integrierten Schaltkreisen. radio fernsehen elektronik 22 (1973) H. 17, S. 552–554

[4] Jungnickel, H.: Anwendung integrierter Spannungsregler. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 2, S. 85–87

[5] Zimmermann, R.: Kühlvorrichtungen für Transistoren. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 22, S. 717–721

Breitbandverstärker bis 100 MHz

Dipl.-Ing. HEINZ LINGENFELDER

Für verschiedene Aufgaben werden Breitbandverstärker benötigt, die eine geringe Amplitudenabweichung im übertragenen Frequenzbereich, gute Verzerrungseigenschaften bei hohem Ausgangspegel und eine geringe Rückwirkung aufweisen. In diesem Beitrag wird ein Verstärker vorgestellt, der diesen Bedingungen entspricht.

Dimensionierung des Verstärkers

Geforderte technische Daten

Ein- und Ausgangswiderstand des Verstärkers sollen im gesamten Frequenzbereich von 0,5...100 MHz einen Wert von 50 Ω besitzen. Bei einer Ausgangsspannung von $U_{eff} = 1$ V beträgt der gewünschte Wert für die Intermodulationsverzerrungen 3. Ordnung höchstens —50 dB, wobei für die Verstärkung (18 ± 0,5) dB gefordert sind.

Ausführung des Verstärkers

Die genannten Forderungen lassen sich nur erfüllen, wenn der Verstärker zweistufig ausgeführt wird. Bild 1 zeigt das Prinzipschaltbild. Für die erste Stufe wird der Transistor KT 355 und für die zweite der KT 610 verwendet.

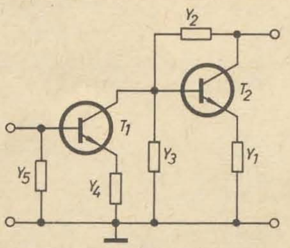


Bild 1: Prinzipschaltbild des Breitbandverstärkers

Dimensionierung der zweiten Verstärkerstufe

Da es günstig ist, mit der Berechnung am Verstärkerausgang zu beginnen, wird zunächst die zweite Stufe des Verstärkers dimensioniert. Zur Verbesserung der Verzerrungseigenschaften und des Frequenzgangs einer Verstärkerstufe wird die Schaltung gegengekoppelt. Im Bild 1 wird beim Transistor T_2 durch den Leitwert Y_1 eine Stromgegenkopplung und durch den Leitwert Y_2 eine Spannungsgegenkopplung realisiert. Als Folge werden der Ein- und Ausgangswiderstand der Stufe beeinflußt. Da der Verstärker mit einem Lastwiderstand von 50 Ω arbeiten und sein Ausgangswiderstand ebenfalls 50 Ω betragen soll, wird die Gegenkopplung so dimensioniert, daß ohne zusätzliche Widerstände 50 Ω Ausgangswiderstand entstehen. In [1] sind die Y-Kennwerte dieser gegengekoppelten Stufe hergeleitet worden.

$$Y_{11}^* = Y_{11} + Y_2 - \frac{(Y_{11} + Y_{12})(Y_{11} + Y_{21})}{Y_1 + Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}} \approx Y_2 + \frac{Y_{11}Y_1}{Y_1 + Y_{21}} \quad (1)$$

$$Y_{12}^* = Y_{12} - Y_2 - \frac{(Y_{11} + Y_{12})(Y_{12} + Y_{22})}{Y_1 + Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}} \approx -Y_2 - \frac{Y_{11}Y_{22}}{Y_1 + Y_{21}} \quad (2)$$

$$Y_{21}^* = Y_{21} - Y_2 - \frac{(Y_{21} + Y_{22})(Y_{11} + Y_{21})}{Y_1 + Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}} \approx -Y_2 + \frac{Y_1Y_{21}}{Y_1 + Y_{21}} \quad (3)$$

$$Y_{22}^* = Y_{22} + Y_2 - \frac{(Y_{21} + Y_{22})(Y_{12} + Y_{22})}{Y_1 + Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}} \approx -Y_2 + \frac{Y_1Y_{22}}{Y_1 + Y_{21}} \quad (4)$$

Dabei sind Y_{11}, Y_{12}, Y_{21}, Y_{22} die Y-Kennwerte der nicht gegengekoppelten Emitterstufe. Die Näherungen sind unter folgenden Bedingungen gültig:

$$(Y_{11}, Y_{12}, Y_{22}) \ll Y_{21}$$

und

$$Y_{12} \ll (Y_{11}, Y_{22})$$

Unter den weiteren Voraussetzungen $Y_{11} \ll Y_2$ und $Y_{22} \ll Y_2$ erhält man die einfachen Zusammenhänge

$$Y_{11}^* \approx Y_2 \quad (5)$$

$$Y_{12}^* \approx -Y_2 \quad (6)$$

$$Y_{21}^* \approx -Y_2 + \frac{Y_1Y_{21}}{Y_1 + Y_{21}} \quad (7)$$

$$Y_{22}^* \approx Y_2 \quad (8)$$

Diese Näherungen der Y-Kennwerte wurden ermittelt, um den geforderten Ausgangswiderstand rechnerisch durch einfache Formeln bestimmen zu können. Man erkennt aus Gl. (6) die große Rückwirkung der Stufe. Ganz allgemein ergibt sich aus den Y-Kennwerten der Ausgangswiderstand zu

$$Y_{aus} = Y_{22}^* - \frac{Y_{12}^*Y_{21}^*}{Y_S + Y_{22}^*} \quad (9)$$

und daraus durch Einsetzen der Gln. (5) bis (8)

$$Y_{aus} \approx Y_2 \frac{Y_S(Y_1 + Y_{21}) + Y_1Y_{21}}{(Y_1 + Y_{21})(Y_S + Y_2)} \quad (10)$$

Y_S ist der Ausgangsleitwert der ersten Stufe (Bild 1), der auf Grund der Stromgegenkopplung stark durch Y_3 bestimmt wird, so daß Y_3 als Quelle für T_2 angesetzt werden kann. Y_3 beeinflußt damit auch maßgeblich den Ausgangswiderstand von Stufe 2. Es muß besonders berücksichtigt werden, daß bei höheren Frequenzen Parallelkapazitäten zur Wirkung kommen. Y_3 darf aus diesem Grunde nur so groß werden, daß die parallelliegenden Kapazitäten bei 100 MHz noch keine Bedeutung haben. Im vorliegenden Fall wurde $Y_3 = 1{,}47$ mS, d. h. $R_3 = 680\ \Omega$ gewählt. Man kann annehmen, daß der Wert von 680 Ω durch den Ausgangswiderstand der ersten Stufe noch geringfügig reduziert wird, so daß als Quelle für die zweite Stufe $Y_S \approx 2$ mS ($R_S = 500\ \Omega$) angesetzt werden kann.

Aus der für Y_{21}^* hergeleiteten Näherung nach Gl. (7) ist zu erkennen, daß die Steilheit im wesentlichen von Y_{21}, Y_1 und Y_2 und deshalb der Ausgangswiderstand [Gl. (10)] von diesen Größen abhängt. Die Steilheit Y_{21} des Transistors und damit der Ausgangswiderstand der Stufe sind frequenzabhängig. Dieser Einfluß kann durch einen gegenüber Y_{21} möglichst geringen Leitwert Y_1 reduziert werden. Allerdings wird dadurch auch Y_{21}^* kleiner. Da Y_{21}^* jedoch die Verstärkung der Stufe bestimmt und möglichst groß sein sollte, muß ein Kompromiß eingegangen werden. Im vorliegenden Fall wurde bei $Y_{21} \approx 500$ mS der Wert $Y_1 = 45{,}5$ mS, d. h. $R_1 = 22\ \Omega$ gewählt.

Nun kann Y_2 für einen geforderten Ausgangswiderstand von 50 Ω berechnet werden. Zweckmäßigerweise wird Gl. (10) umgestellt:

$$Y_2 = \frac{Y_SY_{aus}(Y_1 + Y_{21})}{Y_1Y_{21} - (Y_1 + Y_{21})(Y_{aus} - Y_S)} \quad (10a)$$

Die Rechnung mit den angegebenen Zahlenwerten liefert $Y_2 = 1{,}68$ mS ($R_2 \approx 620\ \Omega$). Für die weitere Rechnung wird jedoch noch der Eingangswiderstand der zweiten Stufe benötigt. Ganz allgemein gilt

$$Y_{ein} = Y_{11}^* - \frac{Y_{12}^*Y_{21}^*}{Y_L + Y_{22}^*} \quad (11)$$

Daraus erhält man durch Einsetzen der Y-Werte der gegengekoppelten Stufe nach Gln. (5) bis (8)

$$Y_{ein}'' = Y_2 \frac{Y_L(Y_1 + Y_{21}) + Y_1Y_{21}}{(Y_1 + Y_{21})(Y_L + Y_2)} \quad (12)$$

Aus der Rechnung ergibt sich:

$$Y_{ein}'' = 4{,}78 \text{ mS } (209\ \Omega)$$

Die Verstärkung der zweiten Stufe berechnet sich wie üblich:

$$V_2 = \frac{Y_{21}^*}{Y_L + Y_{22}^*} = 1{,}845 \quad (5{,}3 \text{ dB})$$

Dimensionierung der ersten Verstärkerstufe

Wie schon erwähnt wurde, kommt in der ersten Stufe des Verstärkers nur eine Stromgegenkopplung zur Anwendung (Bild 1). Die Y-Kennwerte erhält man dafür aus der Strom-Spannungsgegenkopplung, wenn der Leitwert für die Spannungsgegenkopplung gleich Null gesetzt wird. Mit den Bezeichnungen von Bild 1 ergeben sich die Kennwerte zu

$$Y_{11}^{*\prime} \approx \frac{Y_{11}'Y_4}{Y_4 + Y_{21}'} \quad (13)$$

$$Y_{12}^{*\prime} \approx -\frac{Y_{11}'Y_{22}'}{Y_4 + Y_{21}'} \quad (14)$$

$$Y_{21}^{*\prime} \approx \frac{Y_4Y_{21}'}{Y_4 + Y_{21}'} \quad (15)$$

$$Y_{22}^{*\prime} \approx \frac{Y_4Y_{22}'}{Y_4 + Y_{21}'} \quad (16)$$

Da die Verstärkung der ersten Stufe von $Y_{21}^{*\prime}$ abhängt, $Y_{21}^{*\prime}$ selbst, wie Gl. (15) zeigt, jedoch von Y_4, kann die Verstärkung leicht mit Y_4 beeinflußt werden. Die Rückwirkung ist auf Grund der sehr großen Leitwerte Y_4 und Y_{21}' im Nenner der Gl. (14)

sehr klein. Für $Y_{12}^{*\prime} \to 0$ hängt der Eingangsleitwert nur von $Y_{11}^{*\prime}$ ab [s. Gl. (11)], der jedoch, wie aus Gl. (13) ersichtlich ist, sehr klein wird. Deshalb wird der Eingangsleitwert des Verstärkers im wesentlichen nur durch den eingebauten Leitwert Y_5 bestimmt.

Die Verstärkung der ersten Stufe ergibt sich aus

$$V_1 = \frac{Y_{21}^{*\prime}}{Y_3 + Y_{ein}''} \qquad (17)$$

Da die Verstärkung der zweiten Stufe mit 5,3 dB ermittelt worden war, die Gesamtverstärkung aber 18 dB sein soll, muß die Verstärkung der ersten Stufe noch 12,7 dB betragen. Y_3 war bereits mit $Y_3 = 1{,}47$ mS festgelegt und der Eingangsleitwert der zweiten Stufe mit $Y_{ein}'' = 4{,}78$ mS berechnet worden. Aus Gl. (17) erhält man dann

$$Y_{21}^{*\prime} = 4{,}3\,(1{,}47 + 4{,}78)\ \text{mS} = 26{,}9\ \text{mS}$$

Das ist die für die geforderte Verstärkung notwendige Steilheit. Diese wird entsprechend Gl. (15) von Y_4 und von der Steilheit Y_{21}' des Transistors beeinflußt. Für den ersten Transistor nimmt die Steilheit bei dem verwendeten Arbeitspunkt den Wert $Y_{21}' = 220$ mS an. Damit ergibt sich aus Gl. (15)

$$Y_4 = \frac{Y_{21}' Y_{21}^{*\prime}}{Y_{21}' - Y_{21}^{*\prime}} = 30{,}6\ \text{mS} \quad (R_4 = 32{,}6\ \Omega)$$

Für R_4 werden 33 Ω gewählt.

Gesamtschaltbild

Bild 2 zeigt die Gesamtschaltung des zweistufigen Verstärkers. Die Arbeitspunkte der Transistoren wurden so gelegt, daß über beide Stufen eine Gleichstromkopplung angewendet werden kann. Durch die gleichstrommäßige Gegenkopplung über R_6 und R_8 wird eine sehr gute Stabilität des Arbeitspunktes in Abhängigkeit von der Temperatur erreicht. Da der Ausgangswiderstand des Verstärkers nur durch die Gegenkopplung realisiert wird, befindet sich im Gleichstromweg des Kollektors vom zweiten Transistor eine Drossel, die eine geringe Kapazität aufweisen soll. Aus diesem Grunde wurde ein Ringkern mit dem Durchmesser 10 mm (Manifer 183) verwendet. Neunzehn Windungen ergeben eine Induktivität L = 200 μH. Der Kollektorstrom des ersten Transistors beträgt 11,3 mA, der des zweiten 51 mA.

Gemessene Werte des Verstärkers

Der Verstärker wurde mit den berechneten Gegenkopplungen aufgebaut, und die wichtigsten Kennwerte des Verstärkers wurden ausgemessen. Sämtliche Messungen erfolgten im Frequenzbereich 0,5...100 MHz.

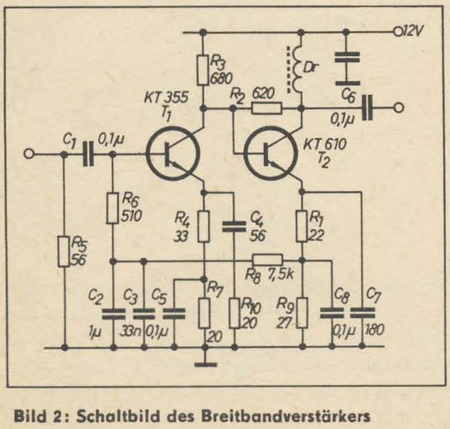


Bild 2: Schaltbild des Breitbandverstärkers

Ausgangs- und Eingangswiderstand

Im Bild 3 wurde der gemessene Ausgangswiderstand nach Betrag und Phase aufgetragen, wobei ersterer nahezu frequenzunabhängig ist und nur im Bereich von 50 bis 100 MHz von 50 Ω auf 53 Ω ansteigt.

Die Angabe des Widerstands nach Betrag und Phase läßt sich in die Paralleldarstellung umrechnen. Es gilt

$$R_p = \frac{Z}{\cos\varphi} \quad \text{und} \quad X_p = \frac{Z}{-j\sin\varphi}$$

$$\text{bzw.} \quad L_p = \frac{Z}{\omega \sin\varphi}$$

An der Stelle maximaler Abweichung bei 100 MHz ergibt sich $R_p = 57{,}6\ \Omega$ und $L_p = 0{,}22\ \mu$H.

Die für den Eingangswiderstand gemessenen Werte zeigt Bild 4. Auch hier ergeben sich an der oberen Frequenzgrenze nur geringe Abweichungen.

Verstärkung

Die Messung der Verstärkung (Bild 5) zeigt, daß die Näherungsformeln auch für die Verstärkung recht genaue Werte liefern, so daß eine Korrektur des errechneten Gegenkopplungswiderstandes nicht nötig ist. Am unteren Frequenzende (bei 200 kHz) macht sich durch die Drossel schon ein Verstärkungsabfall bemerkbar. Die Verstärkung wurde bei 50 Ω Quelle und 50 Ω Last gemessen.

Rückwärtsdämpfung

Die Rückwärtsdämpfung ist im Bild 6 aufgetragen. Sie erreicht bei 100 MHz noch fast 60 dB. Das ist für diese Frequenz ein sehr guter Wert. Um den Einfluß von C_2 bei niedrigen Frequenzen zu zeigen, wurde noch der Verlauf für $C_2 = 0$ angegeben. Aus der hohen Rückwärtsdämpfung läßt sich auf eine gute Stabilität des Verstärkers schließen.

Verzerrungseigenschaften

Die Verzerrungseigenschaften des Verstärkers ergeben sich aus der Messung mit einem Zweitongenerator. Gibt man auf den Verstärkereingang die zwei Frequenzen f_1 und f_2, so entstehen durch Intermodulationsverzerrungen u. a. die Frequenzen $2f_2 - f_1$ und $2f_1 - f_2$ (Intermodulationsverzerrung 3. Ordnung IM 3). Man gibt den Pegelabstand dieser Frequenzen zu einem Ton des Zweitonsignals in dB an. Bild 7 zeigt den Intermodulationsabstand bei einer Ausgangsspannung von 2 × 0,5 V an. Das entspricht einer Eintonaussteuerung von 1 V. Mit jeder Verdopplung der Eingangsspannung (6 dB) nimmt IM 3 um 12 dB zu. Eine Berechnung der Verzerrungen für andere Aussteuerungswerte ist also leicht möglich. Für die Ausgangsspannung von 2 × 50 mV wäre die Ausgangsspannung um 20 dB und für IM 3 um 40 dB niedriger. Es ergibt sich ein Abstand von 50 dB + 40 dB = 90 dB.

Rauschzahl

Die Rauschzahl beträgt im gesamten Frequenzbereich 15 kT_0. Sie kann keine besseren Werte annehmen, da der Eingangswiderstand des Verstärkers durch den Widerstand R_5 realisiert wird.

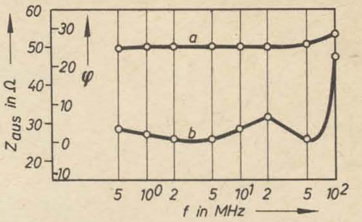


Bild 3: Ausgangswiderstand des Breitbandverstärkers nach Betrag (a) und Phase (b)

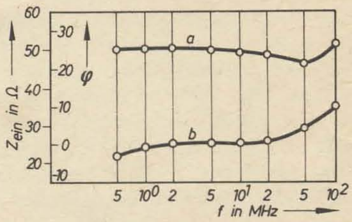


Bild 4: Eingangswiderstand des Breitbandverstärkers nach Betrag (a) und Phase (b)

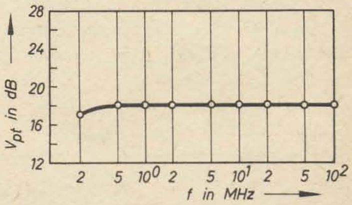


Bild 5: Betrag der Verstärkung des Breitbandverstärkers

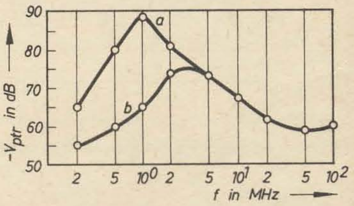


Bild 6: Rückwärtsdämpfung des Verstärkers; $C_2 = 1\ \mu$F (a); $C_2 = 0$ (b)

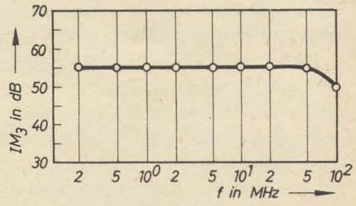


Bild 7: Intermodulationsverzerrungen 3. Ordnung bei einer Ausgangsspannung von 2 × 0,5 V

Zusammenfassung

Es wurde ein zweistufiger Verstärker berechnet, dessen erste Stufe nur Stromgegenkopplung und dessen zweite Stufe eine Strom-Spannungsgegenkopplung enthält. Der Wert für Y_2 wird so errechnet, daß sich ein Ausgangswiderstand von 50 Ω ergibt. Die erste Stufe gewährleistet hohe Rückwärtsdämpfung. Der Wert für Y_4 erhält die Größe, die eine erforderliche Gesamtverstärkung realisiert.

Literatur

[1] Lingenfelder, H.: Berechnung der Y-Kennwerte linearer Verstärkerschaltungen. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 10, S. 655–659

EPROM-Programmierung mit geringem zusätzlichem Hardwareaufwand

Dipl.-Ing. SIEGFRIED DEHMEL und
Dipl.-Ing. REINHARD REIMANN

Durch den verstärkten Einsatz von Mikrorechnersystemen auf den verschiedensten Gebieten der Technik werden Festwertspeicher benötigt, die vom Anwender selbst mit gerätespezifischer Software programmiert werden können und deren Speicherinhalt später nochmals geändert werden kann. Im folgenden soll eine Möglichkeit zur Programmierung von EPROMs vorgestellt werden, die mit einer einfachen Mikrorechnerkonfiguration realisierbar ist.

Programmierung

Bei den üblichen PROMs erfolgt die Fixierung der eingespeicherten Daten durch Verschiebung von Ladungen auf durch Siliziumdioxid isolierte Gate. Hierzu sind – je nach PROM-Typ – Programmierspannungen von 25...48 V erforderlich.

EPROMs besitzen ein Quarzfenster über dem Speicherchip, durch das mit UV-Licht der Speicherinhalt bei Bedarf gelöscht werden kann, um eine Neuprogrammierung zu ermöglichen.

Zur Ladungsverschiebung im PROM ist eine bestimmte Spannungsimpulslänge erforderlich, deren Gesamtzeit auf eine entsprechende Anzahl von kurzen Impulsen aufgeteilt werden muß. Für den EPROM 2708 von Intel sind bei einer Gesamtprogrammierzeit von $N \times t_{pw} \geqq 100$ ms je Adresse Impulslängen von $t_{pw} = 0{,}1...1$ ms zulässig, so daß 100 bis 1 000 Impulse notwendig werden.

Es sei allerdings vermerkt, daß die zur Programmierung erforderlichen Impulse nicht hintereinander bei einer Speicheradresse angelegt werden dürfen. Durch fortwährendes Adresseninkrementieren oder -dekrementieren muß erst bei jeder Speicheradresse je ein Programmimpuls ausgelöst werden, bevor bei der zuerst betrachteten Speicherzelle der nächste Impuls wirksam werden darf. Daraus folgt, daß keine einzelnen Speicheradressen programmiert werden dürfen, auch die Programmierung von kurzen Blöcken ist nicht erlaubt.

Es muß stets der gesamte Adreßbereich des EPROMs durchlaufen werden. Werden die notwendigen Impulse hintereinander nur an einer Speicheradresse angelegt, kann es zu Ladungsübertragungen zwischen benachbarten Speicherzellen kommen. Verfährt man wie beschrieben, werden störende Übergänge, die zu einer Informationsverfälschung führen, vermieden.

Ähnliche Effekte können auch bei Spannungs- und Temperaturänderungen auftreten, wenn durch mangelhaftes Programmieren oder Löschen die Kennlinie der Speicherzelle nicht weit genug in den Zustand 0 oder 1 verschoben ist, so daß bereits geringe Veränderungen des Arbeitspunktes genügen, um in den jeweils anderen Speicherzustand überzuwechseln.

Nach dem Löschen befinden sich beim EPROM 2708 alle Speicherzellen im Zustand 1. Beim Programmieren werden daher nur diejenigen Zellen verändert, die 0 annehmen sollen. Alle Speicherzellen, die nach einem ersten Programmzyklus noch den Zustand 1 besitzen, können in einem zweiten oder weiteren Programmzyklus auch nachträglich ohne vorheriges Löschen noch in den Zustand 0 gebracht werden. Das hat den Vorteil, daß ein EPROM, bei dem zunächst ein bestimmter Speicherbereich zur Programmierung benötigt wird, später vervollständigt werden kann. Es müssen nur alle Datenbits der unbenutzten Speicheradressen mit 1 belegt werden. Eine schon programmierte 0 kann nur durch Löschen des gesamten EPROMs wieder auf 1 zurückgeführt werden.

Hardwaremäßige Voraussetzungen

Das zum Programmieren von EPROMs verwendete Mikrorechnersystem sollte mindestens den Aufbau nach Bild 1 aufweisen. Sollen die in den externen EPROM einzuspeichernden Daten von einem Lochstreifen oder Muster-EPROM in den Arbeitsspeicher (RAM) des Mikrorechners übernommen werden, ist eine entsprechende Eingabemöglichkeit vorzusehen. Es kann aber auch die Eingabe über eine sedezimale Tastatur von Hand erfolgen. Das ist zwar etwas mühselig, reicht aber beim Nachprogrammieren oder Ändern nur einzelner Speicherplätze vollkommen aus.

Beim Ändern oder Nachprogrammieren einzelner Speicherplätze wird der Gesamtinhalt des EPROM in den RAM des Mikrorechners überschrieben, wo auch das Umschreiben der Datenwörter stattfindet. Der neue Inhalt des RAM kann dann wieder in den (bei einer Änderung zuvor gelöschten) EPROM übernommen werden.

Weitere hardwaremäßige Voraussetzungen sind der Impulsformer nach Bild 2, der zur Erzeugung des Programmier- und des CS/WE-Impulses dient, weiterhin eine Spannungsquelle –5 V gegen Masse für etwa 50 mA, eine Spannungsquelle 12 V gegen Masse für etwa 70 mA und eine Spannungsquelle +26 V gegen Masse für etwa 10 mA. Dabei wird vorausgesetzt, daß die für die anderen Bausteine des Mikrorechners vorhandene Spannungsquelle +5 V gegen Masse zusätzlich etwa 100 mA für den zu programmierenden EPROM (z. B. 2708) und den invertierenden Treiber (z. B. К 155 ЛН 3 bzw. 7406) liefern kann.

Um einen EPROM mit der Speicherorganisation 1 K × 8 bit programmieren zu können, müssen an ihm 18 Anschlüsse – 10 für Adressen und 8 für Daten – von außen entsprechend beschaltet werden, wobei zum Überprüfen des 8-Bit-Datenwortes ein bidirektionaler Betrieb vorzusehen ist. Der Programm- und der CS/WE-Anschluß werden durch den Impulsformer gesteuert.

Wenn die CPU eines Mikrorechners diesen Programmierablauf steuern soll, ist eine entsprechende Ein- und Ausgabevorrichtung vorzusehen. Im Falle der U-880-CPU bietet sich der Baustein U 855 an. Da diese IS über je zwei, zur parallelen Ein- und Ausgabe von 8 bit programmierbare Tore verfügt, sind nach Bild 2 zwei Bausteine erforderlich. Die Anschlüsse $\overline{M_1}$, $\overline{IORQ}$, $\overline{RD}$ und Φ der PIO-Bausteine sind mit den entsprechenden Anschlüssen der CPU verbunden (s. a. Bild 1). Alle nicht im Bild 2 aufgeführten PIO-Anschlüsse (z. B. für Interrupt) werden im vorliegenden Fall nicht beschaltet.

Die Ansteuerung des Impulsformers erfolgt nach Bild 2 über die Ausgänge A_2, A_3 und A_4 des Tores A von PIO 2. Für die Anschlüsse CS/WE und Programm des zu programmierenden EPROMs ergeben sich die Verhältnisse nach Tafel 1.

Tafel 1: Steuerung des Impulsformers

Betriebsart	Steuerwort A_4 A_3 A_2	CS/WE (Pin 20)	Programm (Pin 18)
Daten lesen	1 0 1	0 V	0 V
Daten einschreiben	0 0 1	+12 V	0 V
Daten programmieren	0 1 0	+12 V	+26 V

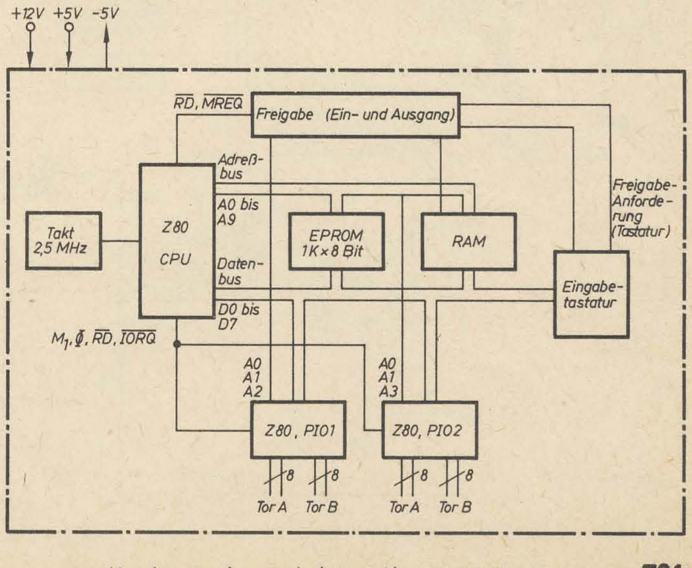


Bild 1: Prinzipschaltplan der notwendigen Mikrorechnerstruktur

Programmierung der Parallel-Ein- und Ausgabebausteine Z 80-PIO

Die Bausteine Z 80-PIO können in vier Betriebsarten (Moden) arbeiten:

- Byteausgabe
- Byteeingabe
- Byteein- und Byteausgabe
- Bitein- und Bitausgabe.

Die Wahl der Betriebsart wird durch ein entsprechendes Steuerwort nach Tafel 2 bewirkt, das von der Software über den Datenbus an den betreffenden PIO-Baustein gegeben werden muß. Hierbei können D5 und D4 beliebig 0 oder 1 sein, da sie der Baustein nicht dekodiert.

Die Betriebsart Byteein- und -ausgabe ist auf Tor A beschränkt; Tor B darf dann aber nur auf Bitein- und -ausgabe programmiert sein. In diesem Fall muß nach Ausgabe des Steuerwortes für Bitein- und -ausgabe ein zweites Steuerwort zur Festlegung der Ein- und Ausgabefunktion der einzelnen Bits folgen. 1 bedeutet in diesem Steuerwort, daß der zugehörige PIO-Anschluß einen Eingang darstellt; bei 0 wird der Anschluß als Ausgang benutzt. Zur Umschaltung von Tor A zwischen Ein- und Ausgabe werden die Handshaking-Leitungen $\overline{ASTB}$ und $\overline{BSTB}$ benutzt. Es müssen dazu an die $\overline{ASTB}$- und $\overline{BSTB}$-Anschlüsse die logischen Signale entsprechend Tafel 3 gelegt werden.

Die Handshaking-Leitungen sind nach Bild 2 über A_5 und A_6 des Tores A von PIO 2 mit dem Datenbus verbunden. Um zwischen Steuerwort oder Datentransport zwischen CPU und den Toren der PIO unterscheiden zu können, muß an den Eingang C/DSEL (Control or Data Select) des Bausteins entweder H- oder L-Pegel angelegt werden. Ein weiterer Eingang B/ASEL (Port B or A Select) dient während des Programmierens oder der Datenein- und -ausgabe zur Auswahl des gewünschten Tores. Die Steuerung dieser und der $\overline{CE}$-Eingänge erfolgt nach Bild 2 über den Adreßbus, wobei die B/ASEL beider verwendeten PIOs an A0 und die C/DSEL an A1 liegen; $\overline{CE}$ von PIO 1 ist dagegen mit A2 und $\overline{CE}$ von PIO 2 mit A3 verbunden.

Software

EPROM-Programmierprogramm PP 2708

Das Programm für die Programmierung kann in drei Blöcke unterteilt werden:

- PIO-Programmierung
- EPROM-Programmierung
- Datentestprogramm.

Den Datenflußplan des Programms zeigt Bild 3.

Nachdem für die PIO-Bausteine die Betriebsarten festgelegt sind, kann der EPROM programmiert werden. Zu diesem Zweck werden nacheinander über die PIO-Bausteine die Adressen des EPROMs ausgegeben und die entsprechenden Daten angelegt. Für jede Adresse wird dann ein kurzer Programmierimpuls ausgelöst. Dieser Vorgang muß so oft wiederholt werden, bis die notwendigen Gesamtprogrammierzeiten erreicht sind. Nach erfolgter Programmierung wird getestet, ob die Daten vom Arbeitsspeicher mit denen des EPROM übereinstimmen. Ist das nicht der Fall, erfolgt eine erneute Programmierung; sonst wird über einen Halt-Befehl die Programmierung beendet. Beide Fälle sind für den Programmierer über eine Anzeige (s. Bild 2) sichtbar.

Der Adreßbereich für das Programm und für die zu programmierenden Daten ist be-

Tafel 2: Programmierung der Betriebsart

	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0
Byteausgabe	0	0	x	x	1	1	1	1
Byteeingabe	0	1	x	x	1	1	1	1
Byteein- und Byteausgabe	1	0	x	x	1	1	1	1
Bitein- und Bitausgabe	1	1	x	x	1	1	1	1

Tafel 3: Beschaltung der Handshaking-Leitungen bei Byteein- und Byteausgabe

Funktion	$\overline{ASTB}$	$\overline{BSTB}$
Daten von PIO an CPU (Eingabe)	1	0
Daten von CPU an PIO (Ausgabe)	0	1

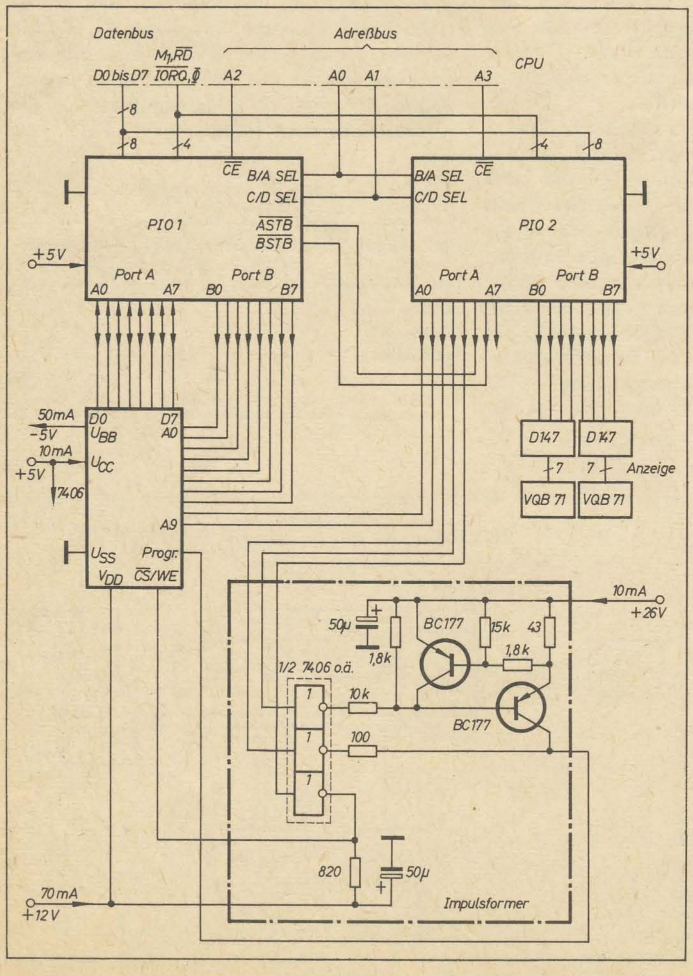


Bild 2: Schaltung der Ausgabebausteine Z 80-PIO und des Impulsformers

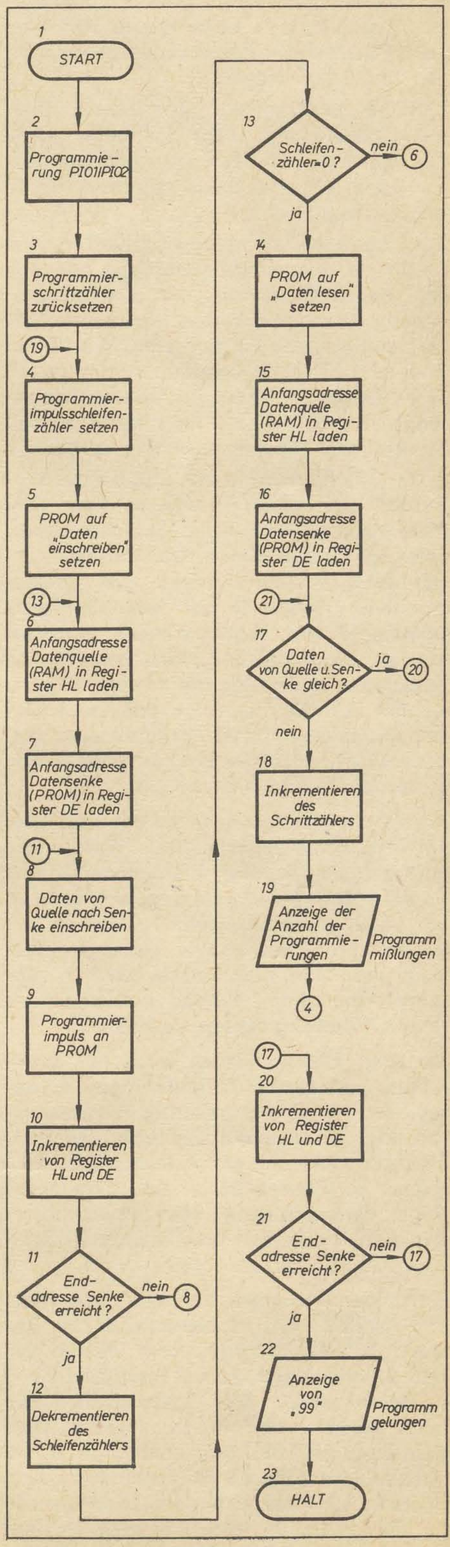


Bild 3: Datenflußplan

Tafel 4: EPROM-Programmierung mit PP-2708

Speicher-adresse	Befehls-kode	mnemonisch	Kommentar
		;PIO-Programmierung	
0000	3E0F	LD A, OFH	;Mode 0 für
0002	D306	OUT(06), A	;Tor A – PIO 2
0004	D307	OUT(07), A	;Tor B – PIO 2 setzen.
0006	3ECF	LD A, 0CFH	;Mode 3 für
0008	D30B	OUT(0B), A	;Tor B – PIO 1 und
000A	AF	XOR A	;alle Bits auf
000B	D30B	OUT(0B), A	;Ausgabe setzen.
000D	3E8F	LD A, 8FH	;Mode 2 für
000F	D30A	OUT(0A), A	;Tor A – PIO 1 setzen.
0011	0E09	LD C, 09H	;indirekte Register-
			;Ausgabe für Tor B – PIO 1
		;PROM-Programmierung	
0013	FD 210004	LD IY. 0400H	;Speicheradresse für
			;Programmschrittzähler
0017	FD 360000	LD (IY+0),00H	;Programmschrittzähler
			;zurücksetzen
001B	0688	M1: LD B, 88H	;Programmierimpuls-
			;schleifenzähler
001D	3E44	LD A, 44H	;$\overline{CS}$= 12 V, PI= 0 V,
			;Datenausgabe
001F	D304	OUT(04), A	;Tor A – PIO 2
0021	2A 0104	M2: LD HL,(0401)	;Anfangsadresse
			;Datenquelle
0024	110000	LD DE,0000H	;Anfangsadresse
			;Datensenke
0027	3E44	M3: LD A, 44H	;$\overline{CS}$= 12 V, PI= 0 V,
			;Datenausgabe
0029	B2	OR D	;PROMadressen A8 und A9
002A	D304	OUT(04), A	;Tor A – PIO 2
002C	ED59	OUT(C), E	;PROMadressen A bis A7
002E	7E	LD A, (HL)	;Daten von Quelle (RAM)
			;nach Senke (PROM) ein-
			;schreiben
002F	D308	OUT(08), A	;Tor A – PIO 1
0031	3E48	LD A, 48H	;$\overline{CS}$= 12 V, PI= 26 V,
			;Datenausgabe
0033	B2	OR D	;PROMadressen A8 und A9
0034	D304	OUT(04), A	;Tor A – PIO 2
0036	3E71	LD A, 71H	;Schleifenzähler für
0038	3D	M4: DEC A	;Impulslänge
0039	20FD	JR NZ, M4	;= Impulsdauer 736 μs
003B	3E44	LD A, 44H	;CS= 12 V, PI= 0 V,
			;Datenausgabe
003D	D304	OUT(04), A	;Tor A – PIO 2
003F	23	INC HL	;Adressen von Quellen
0040	13	INC DE	;und Senke um 1 erhöhen
0041	3E04	LD A, 04	;Test, ob Endadresse
0043	BA	CP D	;Datensenke erreicht ist?
0044	20E1	JR NZ, M3	
0046	10D9	DJ NZ, M2	;Schleifenzähler 0?
		;Test, ob Programmierung gelungen ist!	
0048	3E34	LD A, 34H	;$\overline{CS}$= 0 V, PI= 0 V,
			;Dateneingabe
004A	D304	OUT(04), A	;Tor A – PIO 2
004C	2A 0104	LD HL, (0401H)	;Anfangsadresse Daten-
			;quelle
004F	110034	LD DE, 3400H	;Anfangsadresse Daten-
			;senke und im Register D
			;Befehl: $\overline{CS}$= 0 V und
			;PI=0V
0052	ED59	M5: OUT(C), E	;PROMadresse A0 bis A7
0054	7A	LD A, D	;PROMadressen A8 und A9
			;und
			;$\overline{CS}$= 0 V, PI= 0 V,
			;Dateneingabe
0055	D304	OUT(04), A	;Tor A – PIO 2
0057	DB08	IN A, (08)	;Daten von PROM nach
			;CPU (Akk.)
			;einschreiben über Tor A –
			;PIO 1.
0059	BE	CP (HL)	;Test, ob Daten über-
			;einstimmen?
005A	280A	JR Z, M6	;Anzeige, daß
005C	FD 3400	INC (IY+0)	;Programmierung mißlungen
005F	FD 7E00	LD A, (IY+0)	;und Anzahl der Programm-
0062	D305	OUT(05), A	;schritte über Tor B – PIO 2.
0064	18B5	JR M1	;Erneute Programmierung,
0066	23	M6: INC HL	;Adressen von Quelle
0067	13	INC DE	;und Senke um 1 erhöhen.
0068	3E38	LD A, 38H	;Test, ob Endadresse
006A	BA	CP D	;Datensenke erreicht ist?
006B	20E5	JR NZ, M5	
006D	3E99	LD A, 99H	;Programmierung gelungen
006F	D305	OUT(05), A	;Anzeige über Tor B – PIO2.
0071	76	HALT	;Hier kann auch Rücksprung
			erfolgen
			;(RET) o. ä.
0400			;Speicheradressen für
			;Programmspeicherschritt-
			;zähler
0401			;niederwertiges
			;Byte der Anfangsadresse
			;Datenquelle (RAM)
0402			;höherwertiges Byte
			;der Anfangsadresse
			;Datenquelle (RAM)

liebig wählbar. Es muß nur darauf geachtet werden, daß keine Überschneidungen auftreten.

Um mit dem vorliegenden Programm arbeiten zu können, muß ein RAM-Bereich größer als 1 K × 8 bit zur Verfügung stehen. Davon wird eine Speicherkapazität von 1 K × 8 bit für den benutzten EPROM-Typ benötigt. Weiterhin sind Speicherplätze für die Adressierung der zu übertragenden Daten (RAM → EPROM) und für den Programmierschrittzähler der Anzeige erforderlich.

Durch geringfügige Veränderung kann auch mit einer Mikrorechnerkonfiguration, die nur eine RAM-Kapazität von 1 K × 8 bit besitzt, eine EPROM-Programmierung realisiert werden. Dazu muß die Anzeige entfallen und außerdem die – durch die Adressierung beliebig wählbare – Anfangsadresse, unter der sich die zu programmierenden Daten im RAM befinden, entsprechend der Einteilung des Adreßbereichs festgelegt sein. Nach Bild 4, das ein Beispiel für eine solche Einteilung zeigt, wäre das die Adresse 0400_H. Die Adressen 0000_H bis $03FF_H$ sind von einem Festwertspeicher belegt, der auch ein EPROM sein kann. Er enthält das EPROM-Programmierprogramm

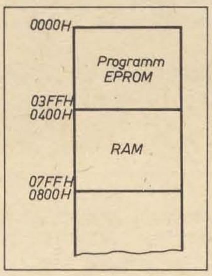


Bild 4: Mögliche Einteilung des Adreßbereiches für EPROM-Programmierung mit (1 K × 8 bit)-RAM

und ein weiteres für das Umschreiben der Daten vom zu programmierenden EPROM in den RAM (für Nachprogrammierung). Die Adressen des zu programmierenden EPROMS brauchen bei dieser Einteilung nicht berücksichtigt zu werden, da sie durch die softwaregesteuerten PIO-Bausteine festgelegt sind.

Unter Umständen reicht auch eine noch geringere RAM-Kapazität aus, wenn davon ausgegangen wird, daß der EPROM nicht auf dem gesamten Speicheradreßbereich programmiert werden soll. Dazu müssen aber die Datenbits der nichtbenutzten Speicheradressen mit Hilfe einer Schleife im Programm auf 1 gesetzt werden. Diese Art Aufbau sollte aber nur für erste Versuchszwecke erstellt werden, da der EPROM nur so weit programmiert werden kann, wie es der RAM-Bereich erlaubt.

Zeitbedingungen beim Programmieren

Durch eine Schleife im Programm wird die Dauer des Programmierimpulses von t_{pw} = 736 μs bei 2,5 MHz Taktfrequenz (s. Bild 1) festgelegt. Wie schon erwähnt wurde, muß der Impuls für jede zu programmierende Adresse nacheinander ausgelöst werden. Um auf die geforderte Gesamtprogrammierzeit ($N \times t_{pw}$ = 100 ms) zu kommen, wird dieser Vorgang 136mal wiederholt. Das ergibt eine Gesamtzeit von t_{ges} = 100,96 ms.

Sämtliche vom Hersteller vorgeschriebene Zeiten (z. B. für das Umschalten des EPROMs von Daten Einschreiben auf Daten Lesen) sind im Programm entsprechend berücksichtigt und eingehalten.

Löschen

Das Löschen des 2708 kann mit einer Quecksilber-Niederdrucklampe vom Typ HNU 6 erfolgen. Dabei ist eine Löschzeit von 25 Minuten ausreichend. Der Abstand des EPROMs von der UV-Quelle soll beim Löschen etwa 25 mm betragen.

Simulationsstufe zur Bestimmung des dynamischen Innenwiderstandes von Stromversorgungsgeräten

Dr.-Ing. HANS-BERNHARD BEMMANN und
REINER SCHÜPPLER

Mitteilung aus der Sektion Informationselektronik der IH Mittweida

Das Grundanliegen dieses Beitrages besteht darin, ein Belastungsgerät für handelsübliche Stromversorgungsgeräte vorzustellen, mit dem es möglich ist, bei stufenlos einstellbaren Ruheströmen den dynamischen Innenwiderstand dieses Netzteils zu bestimmen.

In den Serviceunterlagen handelsüblicher Stromversorgungsgeräte findet man fast ausschließlich statische Gerätekenndaten. Durch den steigenden Einsatz der Mikroelektronik werden schärfere Forderungen an die Stromversorgung gestellt. Hier interessieren insbesondere die feinstufige Einstellung der Ausgangsspannung und die Realisierung einer Stromversorgung mit sehr niedrigen statischen und dynamischen Innenwiderständen, besonders bei großen Ausgangsströmen.

Ein spezielles Anliegen des Gerätetechnikers besteht darin, das tatsächliche Verhalten einer Stromversorgung unter realen Belastungsbedingungen vor dem Einsatz kennenzulernen. In der Literatur sind jedoch bisher keine Schaltungsanordnungen für Belastungsuntersuchungen zu finden.

Technische Anforderungen an die Simulationsstufe

Kennwerte von Stromversorgungseinheiten

Für die Auswahl von Stromversorgungen interessieren im wesentlichen folgende Angaben:

– Nennwert der Ausgangsspannung und deren Langzeittoleranz
– zulässiger maximaler Laststrom
– Einbaudaten, Einbaumaße usw.

Die Aufgabe der Simulationsstufe besteht in der Untersuchung der beschriebenen Kennwerte

● Statischer Innenwiderstand

$$R_{I\,stat} = \frac{U}{I} \qquad (1)$$

● Dynamischer Innenwiderstand

$$r_i = R_{i\,dyn} = \left.\frac{\Delta U}{\Delta I}\right|_{\Delta I \to 0} = \frac{dU}{dI} \qquad (2)$$

U, I – statische Ausgangsgrößen der Stromversorgung
ΔI – Stromänderung an den Ausgangsklemmen bei realer Laständerung; sie wird durch die Simulationsstufe nachgebildet
ΔU – entsprechende Spannungsänderung

● Dynamischer Koeffizient der Spannungsübertragung

$$s = \left.\frac{\Delta U_e}{\Delta U_a}\right|_{I=\text{konst}} \qquad (3)$$

ΔU_e – Eingangsspannungsänderung

Weitere Kenngrößen der Stromversorgung sind in [1] angegeben.

Anforderungen an die Simulationsstufe

Anschlußbedingungen der Stromversorgungsgeräte:

– Nennspannungsbereich 5...20 V
– Nennstrombereich 1...10 A
– stetig einstellbarer Bereich des Ruhestromes 0...10 A
– Erzeugung der ΔI-Änderung für einmaligen und periodischen Betrieb
– Umtastung von ΔI mit einer steilen Flanke
– möglichst kleine Überschwingungen der Lastsignale
– variables Tastverhältnis für ΔI im Bereich von 1:4 bis 4:1.

Bei Realisierung dieser Anforderungen wird es möglich, das zeitliche Verhalten der Ausgangsspannung der untersuchten Stromversorgung in Abhängigkeit von der Strombelastung ΔI zu untersuchen. Die oben angegebenen Kenngrößen können oszillografisch bestimmt werden.

Entwurf des Prinzipschaltbildes

Im Bild 1 ist das Prinzipschaltbild der Simulationsstufe dargestellt, deren Schaltung im wesentlichen aus dem Triggerbaustein, dem Verstärker und der Laststufe besteht. Im Triggerbaustein kann das gewünschte Tastverhältnis eingestellt werden. Mit dem Verstärker wird das Signal verstärkt, damit die Laststufe ausgesteuert werden kann. Durch eine eigene Stromversorgung entsprechender Dimensionierung können interne Spannungsabfälle sehr klein gehalten werden.
Anhand des Prinzipschaltbildes lassen sich folgende Realisierungsprobleme erkennen:

– Konstanthaltung des eingestellten Ruhestromes (erreichbar durch hohe P-P-Gegenkopplung)
– Maßnahmen zur Erreichung einer hohen Driftsicherheit der eingestellten Parameter.

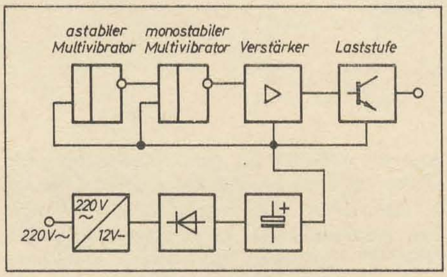


Bild 1: Prinzipschaltbild der Simulationsstufe

Schaltungsaufbau und Erprobung

Funktion der Simulationsstufe

Die Simulationsstufe (Bild 2) besteht im wesentlichen aus einem monostabilen Multivibrator, der durch Betätigen der Taste Ta_1 über einen astabilen Multivibrator intern getriggert werden kann. Mit P_1 läßt sich ein Rechteckimpuls der Periodendauer von 25 ms einstellen, dessen Impulstastverhältnis zwischen 1:4 und 4:1 stufenlos verändert werden kann.
Für das einmalige Triggern dient die Taste Ta_2. Transistor T_9 (Punkt A) führt im unangesteuerten Zustand H-Pegel, wodurch mit P_2 ein beliebiger Ruhestrom der Endstufe (T_{12}, T_{13}) gewählt werden kann. An den Punkten 1 und 2 wird der zu testende Netzteil angeschlossen. Bei der Dimensionierung wurde davon ausgegangen, daß das Gerät mit der niedrigsten Spannung und dem höchsten Strom noch durchgetestet werden kann. Das betrifft z. B. den Typ NB 3312/12 für 12 V und 7 A.

Wird mit dem astabilen Multivibrator oder der Taste Ta_2 der monostabile Multivibrator ausgelöst, so sinkt das Kollektorpotential des Transistors T_9 auf L-Potential ab, wodurch über P_2 kein Ruhestrom mehr für die Endstufen geliefert werden kann. Dadurch läuft der zu testende Netzteil für die Dauer der mit P_1 eingestellten Zeit im Leerlauf. Anschließend wird die Last sehr schnell wieder zugeschaltet, so daß ein deutlicher Spannungseinbruch festgestellt werden kann.

Anschluß der Laststufe

An die Punkte 1 und 2 wird die zu testende Stromversorgungseinheit angeschlossen (Bild 3). Besonderes Interesse ist den Verbindungsleitungen Simulationsstufe – Netzteil zu schenken. Vom Hersteller des Gerätes werden die statischen und dynamischen Kenndaten an den Ausgangsklemmen garantiert. Entsprechend der Konzeption des Meßprinzips (Oszillografenbuchsen an der Simulationsstufe) müssen die Verbindungsleitungen einen sehr kleinen ohmschen und auch induktiven Widerstand realisieren.

Erprobung der Simulationsstufe

Die Simulationsstufe wurde an einem Labornetzgerät erprobt, wobei von verschiedenen Arbeitspunkten und Impulstastverhältnissen ausgegangen wurde. Erste Messungen ließen erkennen, daß unter verschiedenen dynamischen Belastungen ein nicht zu unterschätzender Innenwiderstand auftritt, der beim Einsatz in TTL-Schaltungen schon zu Störproblemen führen kann.
Durch die idealisierte Annahme einer Stromkurve wird die Berechnung des dynamischen Innenwiderstandes sehr einfach.

$$R_{I\,dyn} = \frac{\Delta U}{\Delta I}$$

Einstellung der Grenzen des Ruhestromes (Fehlerbetrachtung)

Der Ruhestrom läßt sich, abhängig vom je-

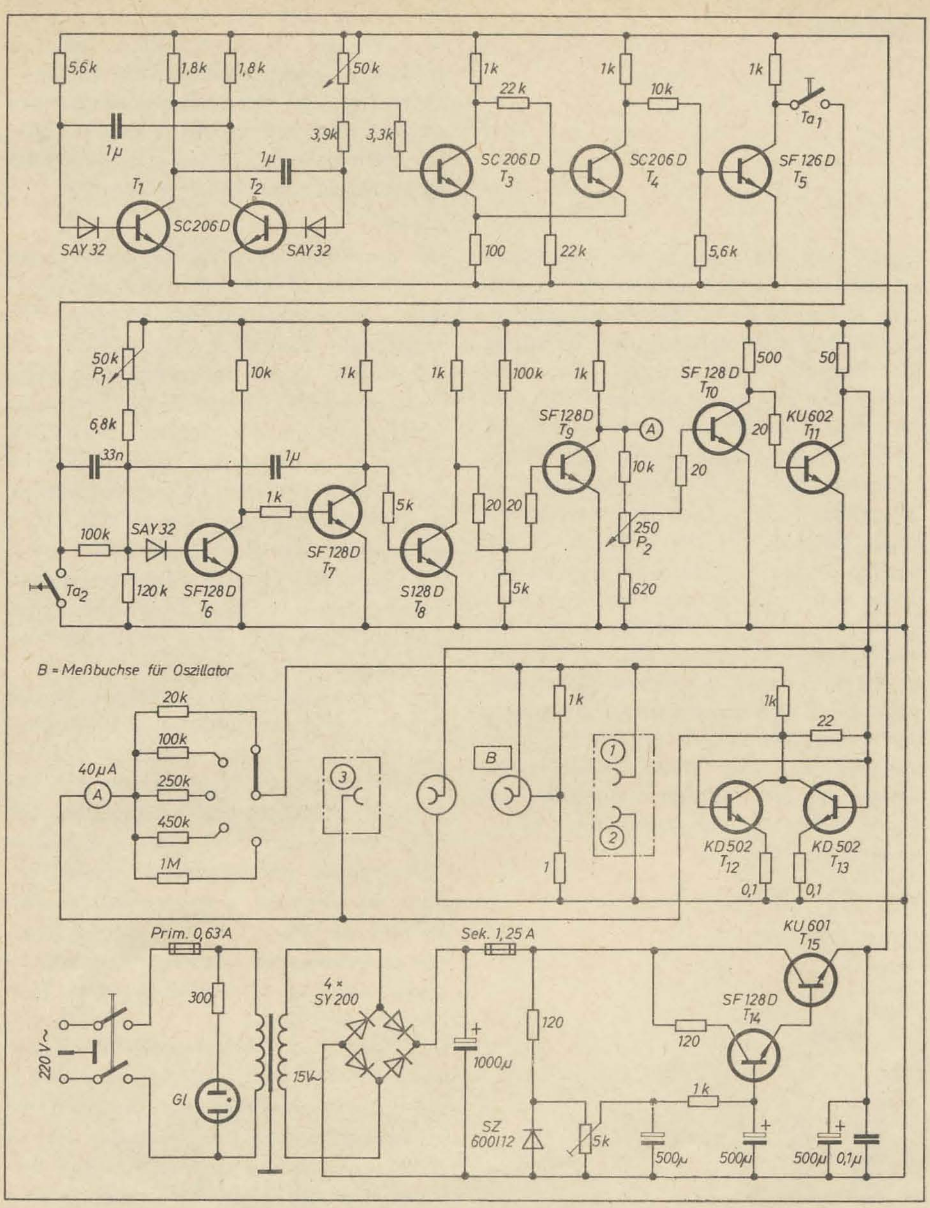


Bild 2: Schaltung der Simulationsstufe, aus Gründen einer vereinfachten Darstellung aufgeteilt

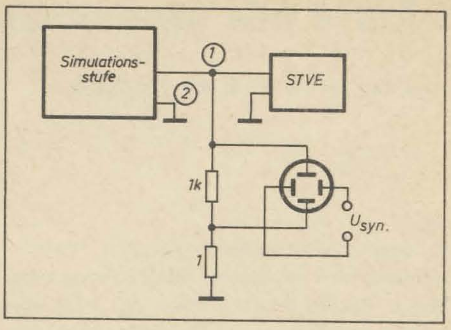


Bild 3: Anschluß der Stromversorgungseinheit an die Simulationsstufe

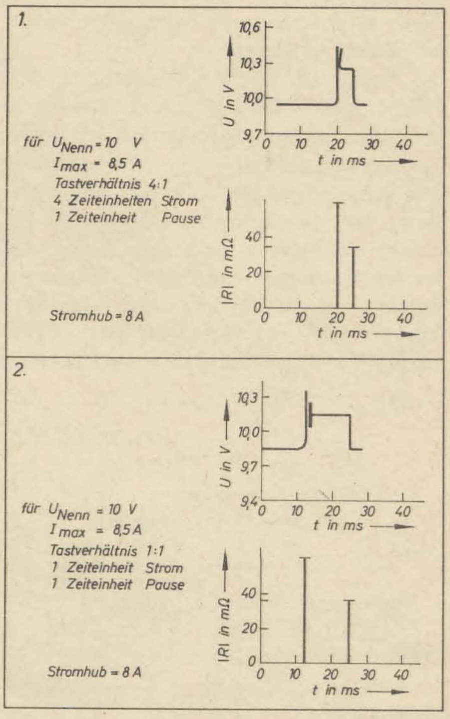


Bild 4: Verlauf der Ausgangsspannung an einer Stromversorgung mit Längstransistor für $U_{Nenn} = 10$ V und $I_{max} = 8{,}5$ A mit variablem Tastverhältnis

weiligen Typ einer Stromversorgung, in einem relativ großen Bereich frei wählen. Zu bemerken ist, daß, je größer die Nennspannung des zu testenden Netzteils wird, der Ruhestrom nicht ganz bis auf Null getastet werden kann, da der Einfluß der P-P-Gegenkopplung zu groß wird, wobei die oszillografische Abbildung I_{Ruhe} Abhilfe schafft.

Erreichbare dynamische Kenngrößen an den Ausgangsklemmen bei rein ohmscher Ersatzlast

Da man bei der Dimensionierung von einer Periodendauer von 25 ms ausgegangen ist, hat die Speicherzeit der Endstufentransistoren einen unwesentlichen Einfluß. Deshalb kann ein Teststrom mit sehr steilen Flanken verwendet werden. Man erreicht so bei rein ohmscher Ersatzlast recht gute Werte für den dynamischen Innenwiderstand, und es lassen sich aussagekräftige Angaben über die Fähigkeit eines Stromversorgungsgerätes treffen, inwieweit es in der Lage ist, diese schnellen Regelschwankungen auszugleichen.

Die Bilder 4 und 5 zeigen für eine Stromversorgung mit Längsregler charakteristische Oszillogramme. Man erkennt das Überschwingen der Ausgangsspannung sowie den charakteristischen Verlauf des Innenwiderstandes.

Schlußfolgerungen

Mit Hilfe dieser Simulationsstufe kann nur ein relativ kleines Spektrum von Netzteilen getestet werden, jedoch können für diese Typen einige wichtige Angaben über ihr dynamisches Verhalten, das für ihre Verwendung bei Schaltungen mit Bipolarschaltkreisen von Bedeutung ist, gewonnen werden.

Die Untersuchung von Stromversorgungseinheiten mit $I_{Nenn} = 10$ A läßt bereits die Veränderung des dynamischen Innenwiderstandes erkennen. Es erhebt sich die Frage nach dem Verhalten der Netzgeräte für höhere Nennströme. Daraus können wesentliche Erkenntnisse für galvanische Störungen in größeren Geräten gewonnen werden. Allerdings müßten dafür Simulationsstufen entwickelt werden, bei deren Realisierung das hier gewählte Schaltungsprinzip technische Schwierigkeiten erwarten läßt.

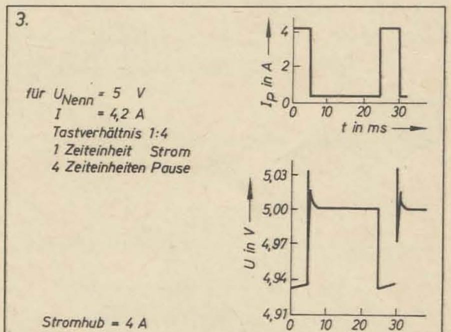


Bild 5: Verlauf der Ausgangsspannung an einer Stromversorgung für $U_{Nenn} = 5$ V

Literatur

[1] Jungnickel, H.: Moderne Stromversorgungstechnik 1. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 1, S. 27–30
[2] Jungnickel, H.: Moderne Stromversorgungstechnik 3. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 3, S. 163–166
[3] Kurz, G.: Analoge Schaltungen. Berlin: Militärverlag der DDR 1979

PROM mit Mehrfachdioden

Dipl.-Ing. WERNER RECKZIEGEL

Der Beitrag stellt einen (16 × 8)-Bit-PROM vor, der mit Mehrfachdioden realisiert wurde und dessen Inhalt erst bei der Inbetriebnahme je nach Verwendungszweck programmiert und später jederzeit verändert werden kann. Weiterhin werden zwei Anwendungsmöglichkeiten angegeben.

In einer mikrorechnergesteuerten Meßeinrichtung wird ein kleiner PROM-Bereich benötigt, dessen Inhalt erst bei der Inbetriebnahme festgelegt und jederzeit auch vom Anwender der Einrichtung leicht verändert werden kann. Deshalb wurde auf den Einsatz eines integrierten PROM (z. B. MH 74 188 von Tesla) verzichtet. Anstelle der sonst üblichen diskreten Diodenmatrix wurde eine Lösung mit integrierten Mehrfachdioden gefunden.

Bild 1 zeigt die Schaltung des (16 × 8)-Bit-PROM für ein Z-80-System. Der Speicher ist wie jeder andere Speichermodul am Systembus angeschlossen. Die Information an den Adreßeingängen AB 0 bis AB 3 wählt über den (1 aus 16)-Dekoder MH 74 154 (Tesla) die entsprechende Wortleitung an. An den Eingängen der beiden als Leseverstärker wirkenden Bustreiber MH 3216 (Tesla) (К 589 АП 16/UdSSR bzw. i 8216/Intel), deren Tristateausgänge am Datenbus liegen, sind die acht Spalten der Matrix angeschlossen. Durch Einlöten von jeweils zwei vorbereiteten (s. Bild 1) Vierfachdioden SAM 44 in die Zeilen der Matrix erfolgt die Programmierung gemäß Wahrheitstabelle. Die zu programmierenden Bits werden durch vorsichtiges Abschneiden oder Umbiegen des entsprechenden Anschlusses eingestellt. Um diesen Arbeitsaufwand zu reduzieren, können auch kleinere Diodenarrays (SAY 40, SAM 42, SAM 43) mit verwendet werden. Die entgegengesetzte Variante besteht in der ausschließlichen Verwendung des Typs SAM 45, wobei der fünfte, äußere Diodenanschluß nur zur Halterung in einem zusätzlichen freien Lötauge dient. Die grundsätzliche Gestaltung des zweiseitigen Leiterbildes der Matrix ist aus Bild 1 ersichtlich, wobei die Wahrheitstabelle des programmierten Speichers auf der Rückseite der Leiterplatte direkt abgelesen werden kann.

Wie aus Bild 1 ersichtlich ist, bewirkt eine aufgetrennte Diode am Ausgang H-Zustand. Wird dagegen der pinkompatible negierende Bustreiber MH 3226 (К 589 АП 26 bzw. i 8226) verwendet, muß dafür die Diode angeschlossen sein. Der niedrige L-Eingangsstrom der Treiber ($< 250\,\mu A$) bewirkt nur geringe Spannungsabfälle an den Dioden und den Dekoderausgängen, so daß der Kataloggrenzwert des L-Eingangspegels von 0,8 V eingehalten wird. Die Zwischenschaltung diskreter Pegelanpaßstufen ist möglich, bringt aber neben dem Mehraufwand eine wesentliche Verschlechterung der Zugriffszeit.

Die eingezeichnete Auswahllogik ist für Rechner mit einer ROM- und RAM-Kapazität bis zu 32 K Byte (Adressen 0H bis 7FFFH) ausgelegt. Dem PROM sind die Adressen 8000H bis 800FH zugeordnet. Mit Hilfe von Brücken und eines zusätzlichen IS-Platzes auf der Leiterplatte können andere Zuordnungen programmiert werden. So wird der PROM z. B. auch für das Start- und Ladeprogramm in einem Mikrorechnerarbeitsplatz für Ausbildungs- und Testzwecke genutzt.

Eine weitere Anwendungsmöglichkeit des beschriebenen PROM-Prinzips zeigt Bild 2. Um einen vorhandenen Fernschreiber direkt als Meßwertdrucker für ein Gerät mit SI-1.2-Ausgang nutzen zu können (ohne Zwischenschaltung eines Mikrorechners mit entsprechenden Interfaces), wurde eine einfache Zusatzeinrichtung entwickelt, in der der gezeigte (16 × 5)-Bit-PROM als Zeichengenerator zur Umwandlung des BCD- in den CCIT-2-Kode genutzt wird. Die Basis-Emitter-Diode verbessert den L-Eingangsstörabstand des Leseverstärkers (Low-Power-TTL-IS) um etwa 0,25 V, der Ausgangs-L-Pegel übersteigt dabei nicht 0,5 V.

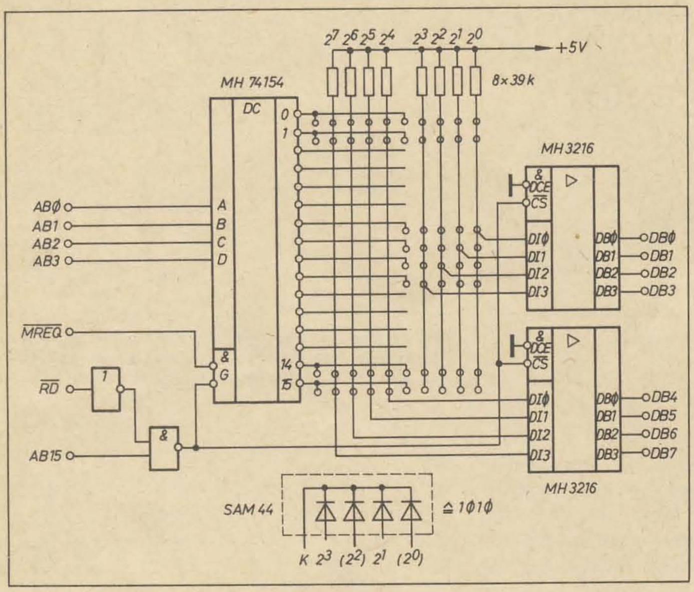


Bild 1: (16 × 8)-Bit-PROM für Mikrorechner

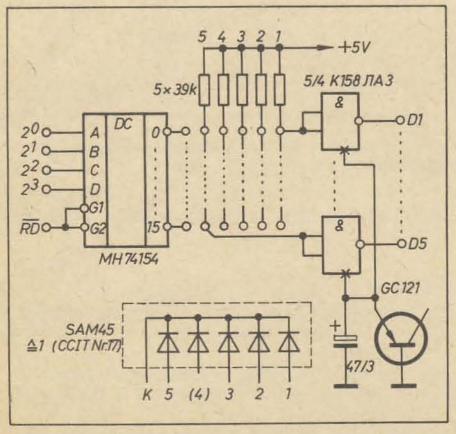


Bild 2: (16 × 5)-Bit-PROM als Zeichengenerator

KONDENSATOR-MIKROFONE

Studio-Mikrofone SMS 70 u.a.

Drahtlose Studio-Übertragungsanlagen

Meßmikrofone 20 Hz · · · 100 kHz

Fordern Sie bitte unsere Prospekte an

RFT · VEB MIKROFONTECHNIK GEFELL

DDR · 6552 Gefell · Telefon 262 · Telex 58-88 43

Exporteur: ELEKTROTECHNIK EXPORT-IMPORT

Volkseigener Außenhandelsbetrieb der DDR

DDR · 102 Berlin, Alexanderplatz · Haus der Elektroindustrie

Dipl.-Ing. HORST JUNGNICKEL

Üblicherweise wird der Schalttransistor isoliert auf dem Kühlkörper montiert. Die Spannung am Kollektor erreicht Werte von über 500 V. Um unterhalb einer Störspannungsamplitude von 500 μV zu bleiben, ist eine Gesamtdämpfung von über 10^6 zwischen Kollektor und Netzspannungsanschluß erforderlich. Ein gemäß Bild 11 ausgeführtes Netzfilter erreicht bei 150 kHz eine Dämpfung von etwa 40 dB. Da die erste Harmonische etwa 10 % der Kollektorspitzenspannung beträgt, muß noch eine Dämpfung von etwa 60 dB realisiert werden. Aus Sicherheitsgründen darf die Kapazität des Kondensators im Netzfilter 10 nF nicht übersteigen, deshalb muß die Kapazität zwischen Kollektor und Massepotential kleiner als 10 pF sein. Die Kapazität zwischen einem TO-3-Gehäuse (Leistungstransistor) und einem Kühlkörper mit Isolierscheibe beträgt etwa 100 pF; die erzeugte Störspannung beträgt dabei das zehnfache des erlaubten Wertes.

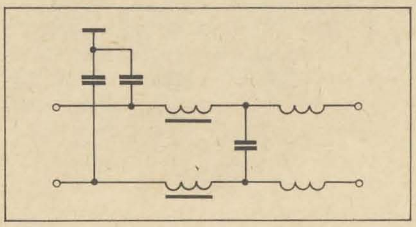


Bild 111: Netzfilter

Folgende Lösungen sind denkbar:

- Verbinden des Kühlkörpers mit dem Emitter des Transistors oder mit der positiven Betriebsspannung ($+U_B$). Dadurch fließt der Strom durch diese Kapaziät nicht über die Masseleitung in das Netz. Nachteil: Sowohl Transistor als auch Kühlkörper müssen entsprechend isoliert montiert werden.
- Der Kühlkörper wird mit einer Abschirmung versehen, die mit $+U_B$ verbunden wird. Nachteil: technologisch noch ungünstiger.
- Zwischen Transistor und Kühlkörper wird ein Schirmblech angebracht (jeweils mit Isolierscheiben). Durch die Reihenschaltung der Kapazitäten wird der resultierende Wert verkleinert. Nachteil: Durch das dadurch entstandene geschichtete Dielektrikum entstehen an den Übergängen sehr hohe Feldstärken. Praktische Versuche ergaben, daß handelsübliche Isolierhülsen für die Befestigungsbolzen des Transistors nicht standhalten. Des weiteren handelt es sich um eine patentierte Anordnung (58 448/71 und 20 220/72, Advance Electronics Limited) [46].
- Als günstige Variante wird die nichtisolierte Montage des Transistors auf dem Kühlkörper angesehen. Die isolierte Montage des Kühlkörpers bereitet geringe Schwierigkeiten, und die wirksamen Kapazitäten werden erheblich gesenkt.

Eine andere Ursache für Störspannungen liegt in der Kapazität zwischen den Wicklungen des Leistungsübertragers. Bekannte Lösungen sehen dazu eine Schirmwicklung (Cu-Folie) zwischen Primär- und Sekundärwicklungen vor. Durch die Kapazität zwischen Schirm- und Sekundärwicklungen können jedoch ebenfalls Störspannungen entstehen.
Wesentlich günstiger ist deshalb die Anordnung von zwei Schirmen. Kapazitive Ströme werden dabei nur in die jeweilige Wicklung eingespeist und gelangen nicht zum Netz [47]. Wichtig ist, daß der Übertragerkern am $+U_B$-Potential liegt und daß eine Kapazität zwischen Kern und der Sekundärwicklung vernachlässigbar klein ist. Bild 112 zeigt eine Anordnung. Weitere Störspannungen treten durch ungünstige Verdrahtungen auf. Bild 108 zeigte dafür ein Beispiel. Ungeeignete Gleichrichterdioden auf der Sekundärseite können ebenfalls Störungen erzeugen. Ungeeignet sind Dioden mit einer Snap-off-Charakteristik (Bild 113). Bei hohen Frequenzen führt eine plötzliche Abschaltung meist zu Schwingungen. Die dabei erzeugten Frequenzen liegen im Bereich von 10...30 MHz. Die Amplituden hängen im wesentlichen vom Geräteaufbau, den Verdrahtungs- und Streukapazitäten und der Streuinduktivität des Übertragers ab. Besser geeignet sind Dioden mit Soft-recovery-Verhalten (Bild 114). Es ist möglich, mit kleinen Kapazitäten parallel zu den Dioden diese Schwingungen zu dämpfen.

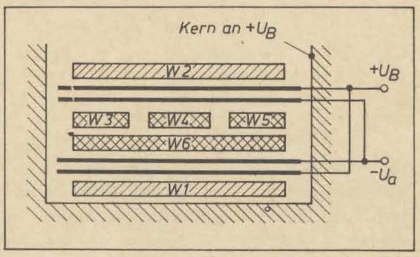


Bild 112: Anordnung von Schirmwicklungen

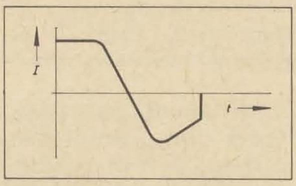


Bild 113: Snap-off-Verhalten

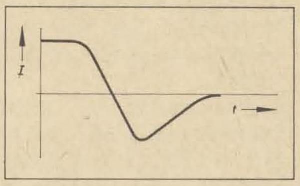


Bild 114: Soft-recovery-Verhalten

Die technologischen Lösungen erreichen sehr schnell ökonomische Grenzen, so daß im allgemeinen eine Verbesserung des Netzfilters angestrebt wird. Hier lassen sich bessere Ergebnisse durch den Einsatz von stromkompensierten Drosseln (TGL 200-8402/3) erreichen. Übliche Stabkerndrosseln aus Dynamoblech (TGL 200-8402/2) haben räumlich große Abmessungen, Drosseln mit Ferritkernen lassen sich nur für kleine Ströme realisieren.
Die Wirkungsweise einer stromkompensierten Drossel zeigt Bild 115. Sie besteht aus einem Ferritringkern, auf den zwei Wicklungen so aufgebracht sind, daß der durchfließende Strom zwei in ihrer Wirkung sich aufhebende Magnetfelder erzeugt. Dadurch entfällt die Vormagnetisierung bis auf einen geringen Anteil. Für die Störströme kompensieren sich die Magnetfelder nicht, so daß die volle Induktivität der Drossel wirksam bleibt. Bild 116 zeigt die unterschiedliche Wirkung bei Veränderung des Lasstromes. Wie praktische Untersuchungen zeigten, ist die Kombination einer stromkompensierten Drossel mit einem speziellen Funkentstörkondensator nach TGL 11 840 für die meisten Anwendungsfälle völlig ausreichend. Tafel 18 zeigt einen Auszug aus der TGL 200-8402/3. Im Realisierungsbeispiel nach Bild 107 wurde eine derartige Kombination mit Erfolg eingesetzt.
Probleme der Funkentstörung treten nicht nur bei Schaltreglern auf, auch stetige Regler erfordern einige schaltungstechnische Maßnahmen. Auf der Primärseite sind in der Regel Entstörkondensatoren erforderlich.

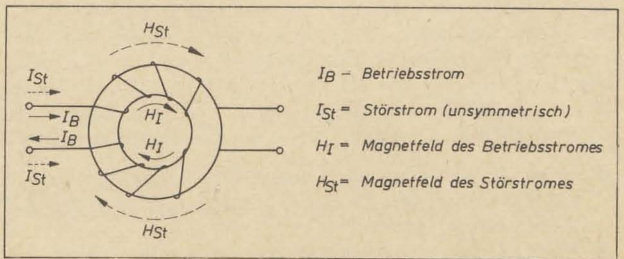


Bild 115: Wirkungsweise einer stromkompensierten Drossel

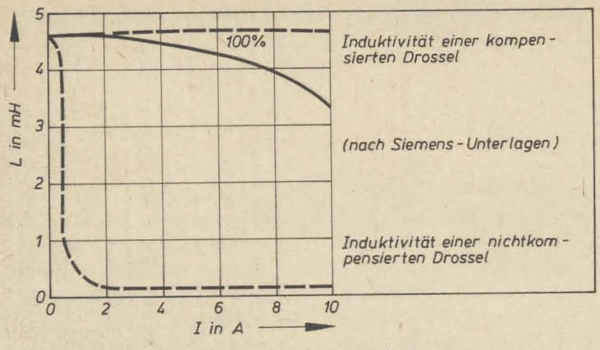


Bild 116: Induktivität in Abhängigkeit vom Strom

Tafel 18: Stromkompensierte Drosseln nach TGL 200-8402/3

I	L
1,6 A	2 × 2,5 mH
2,5 A	2 × 0,25 mH
2,5 A	2 × 4 mH
4	2 × 2,5 mH

Die Beschaltung richtet sich danach, ob der Masseanschluß galvanisch mit dem Schutzleiter verbunden ist oder ob es sich um Geräte mit Schutzisolation handelt. Bei letzteren dürfen keine Kondensatoren zwischen den Netzleitern und von außen berührbaren Metallteilen (Chassis o. ä.) geschaltet werden. Für erstere Geräte dürfen nur Kondensatoren der Ausführung nach TGL 11 840 Verwendung finden. In der Schaltung nach Bild 45 ist diese Variante bereits verwendet worden.

Empfindliche Geräte bedürfen meist weiterer Maßnahmen. Empfohlen wird hier die Anbringung einer Schirmwicklung zwischen Primär- und Sekundärwicklung des Netztransformators. Diese wird mit dem zentralen Massepunkt der Schaltung (oder auch Schutzleiter) verbunden. Bei schutzisolierten Geräten muß die Isolation zwischen den Wicklungen, auch der Schirmwicklung, für mindestens 2,5 kV Prüfspannung ausgelegt sein. Die Anbringung von Entstörkondensatoren erfolgt jetzt auf der Sekundärseite, indem Kondensatoren (0,1 μF oder größer) von jedem Sekundärwicklungsanschluß zum Massepunkt geschaltet werden. Diese sekundärseitige Entstörung ist natürlich auch beim Schutzleiteranschluß möglich. Bei Verwendung von Brückengleichrichtern hilft oftmals auch das Überbrücken jeder Diode mit einem Kondensator (10 nF...1 μF). In der TGL 20 886 sind noch weitere Festlegungen enthalten, die der Entwickler von Stromversorgungseinrichtungen beachten sollte.

Von besonderer Bedeutung beim Aufbau von Stromversorgungen ist die Wahl eines zentralen Massepunktes. In der Praxis hat sich dafür der Masseanschluß des Siebkondensators bewährt. An diesem Punkt sind alle Verbindungen zu konzentrieren. Der Ausgangskondensator ist dafür ungeeignet. Bei gedruckten Leiterplatten sind große Masseflächen günstig. Der Drahtquerschnitt von Masseverbindungen aller Art kann nicht groß genug sein!

15. Thermische Probleme und Kühlkörperberechnung

Um eine unzulässige Erwärmung der Sperrspricht der Halbleiterbauelemente zu verhindern, müssen geeignete Maßnahmen zur Ableitung entsprechender Wärmemengen geschaffen werden.

Bei Kleinleistungstransistoren erfolgt die Wärmeabführung lediglich durch den konstruktiven Aufbau (entsprechende Gehäuseform, vom Hersteller vorgesehene Kühlfahnen u. ä.). Bei Leistungsbauelementen (Transistoren und Dioden) sind in der Regel zusätzliche Maßnahmen erforderlich. Die zulässige Sperrschichttemperatur ϑ_j beträgt bei Si-Transistoren etwa 150...200 °C. Die auftretenden thermisch-elektrischen Wechselwirkungen müssen vom Anwender beachtet werden:

- Einhalten der zulässigen Sperrschichttemperatur in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur und den Betriebsbedingungen
- Abhängigkeit der Arbeitspunkte von der Temperatur
- Sicherheit des Transistors gegen thermische Instabilität.

Im weiteren werden nur Maßnahmen zur Wärmeabteilung erläutert.

Die in der Sperrschicht in Wärme umgewandelte Verlustleistung muß über das Gehäuse des Bauelementes und über einen geeigneten Kühlkörper an das Kühlmedium (im allgemeinen die Umgebungsatmosphäre; Wasser oder andere Medien sind Spezialfälle) abgegeben werden.

Das Prinzip der Wärmeleitung läßt sich sehr gut in Analogie zum elektrischen Strom erläutern. Der Wärmestrom muß folgende Wärmewiderstände überwinden:

- von der Sperrschicht zum Gehäuse den inneren Wärmewiderstand R_{thi}
- vom Gehäuse zum Kühlkörper den Montagewärmewiderstand R_{thm}
- den Wärmewiderstand R_{the} des eigentlichen Kühlkörpers.

Für praktische Berechnungen genügen diese Annahmen. Die ebenfalls vorhandene Wärmestrahlung wird vernachlässigt. Unter Beachtung der Dimension von R_{th} (K/W) ergeben sich folgende Beziehungen:

$$R_{th} = R_{thi} + R_{thm} + R_{the}$$
$$\vartheta_G = \vartheta_j - P_v R_{thi}$$
$$\vartheta_u = \vartheta_G - P_v R_{the}$$

ϑ_G ist die Gehäusetemperatur und ϑ_u die Umgebungstemperatur. Die Größen ϑ_j und R_{thi} sind Bauelementekennwerte, die den Datenblättern entnommen werden können. P_v und ϑ_u hängen von den Betriebsbedingungen ab, die Verlustleistung ist dabei meist vorgegeben. R_{the} muß bestimmt werden.

Aus

$$P_v = \frac{\vartheta_j - \vartheta_u}{R_{thi} + R_{the}} = \frac{\Delta\vartheta}{R_{thi} + R_{the}}$$

folgt

$$R_{the} = \frac{\Delta\vartheta}{P_v} - R_{thi}$$

Im Bild 117 ist das Prinzip der Wärmeleitung dargestellt. Aus der Vielfalt der existierenden Berechnungsverfahren sollen hier nur noch einige markante Beispiele behandelt werden.

Die Kühlkörpergröße (speziell bei Kühlblechen) läßt sich auch näherungsweise berechnen. Es gilt

$$R_{the} = \frac{1}{\alpha A}$$

Die Wärmeaustauschkonstante α hat den Wert $\alpha = 1{,}5 \cdot 10^{-3}$ W/cm² K. Damit berechnet man die Größe des Kühlbleches zu

$$A = \frac{P_v}{\alpha(\Delta\vartheta - R_{thi} P_v)}$$

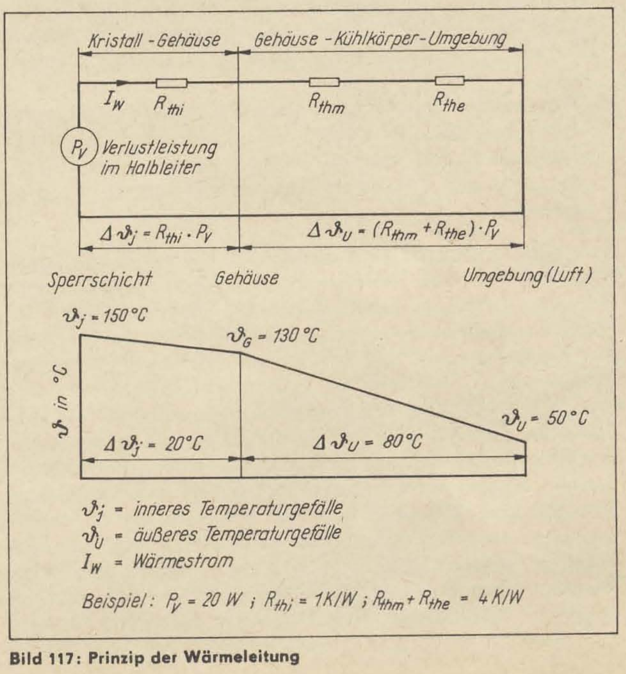


Bild 117: Prinzip der Wärmeleitung

Die so ermittelte Kühlblechgröße gilt nur für Al-Blech, 2 mm dick, mit blanker Oberfläche und bei senkrechter Montage. Die letzte Gleichung ergibt auch nur bis zu etwa 10 W Verlustleistung befriedigende Ergebnisse. Die Berechnung geht davon aus, daß das Halbleiterbauelement in der Mitte des annähernd quadratischen Kühlbleches angeordnet ist. Die Wärmeleitung hängt sehr stark von der Materialdicke ab. Bei 2 mm dickem Al-Blech erfolgt z. B. nur bis zu bestimmten Abmessungen (etwa 90 mm × 90 mm) eine gleichmäßige Wärmeleitung. Bei größeren Flächen tritt ein Wärmestau auf. Die Materialdicke muß deshalb mit der Fläche zunehmen.

Ein diese Umstände berücksichtigendes grafisches Verfahren ist im Bild 118 dargestellt [48]. Dieses Nomogramm gilt für Al-Blech, blank und senkrechte Montage. Zu beachten ist dabei die Staffelung der Blechstärken in Abhängigkeit von der Blechgröße. Im Bild 118 ist ein Beispiel eingezeichnet. Für $P_V = 30$ W, $R_{thi} = 0{,}5$ K/W und $\Delta\vartheta = 120$ K ergibt sich $R_{th} = 4$ K/W. Davon muß R_{thi} abgezogen werden, so daß für $R_{the} = 3{,}5$ K/W ein Kühlblech in den Abmessungen von 15 cm × 15 cm bei einer Blechdicke von 3 mm erforderlich ist. Derartige Blechgrößen sind schon recht unhandlich. Im Bild 46 sind geeignetere Konstruktionen dargestellt.

Da grafische Verfahren nicht für jeden Anwendungsfall geeignet sind, soll noch eine andere Berechnungsmethode für den Wärmewiderstand angegeben werden [49]:

$$R_{th} = 33 \frac{\sqrt[m]{K}}{\sqrt{\gamma d}} + 650\ \mathrm{K/A}$$

Darin bedeuten A Fläche in cm²; d Dicke in mm; K ist ein Korrekturfaktor, er hat folgende Werte:

K = 1,0 für blankes Blech, horizontale Anordnung
K = 0,5 für schwarzes Blech, horizontale Anordnung
K = 0,85 für blankes Blech, vertikale Anordnung
K = 0,43 für schwarzes Blech, vertikale Anordnung.

Die Wärmeleitfähigkeit γ in W/K hat für verschiedene Metalle unterschiedliche Werte:

$\gamma = 2{,}1$ W/K für Aluminium
$\gamma = 1{,}1$ W/K für Messing
$\gamma = 3{,}8$ W/K für Kupfer
$\gamma = 0{,}45$ W/K für Eisen.

Für Strahlungs- und Konvektionskühlung gilt m = 4.

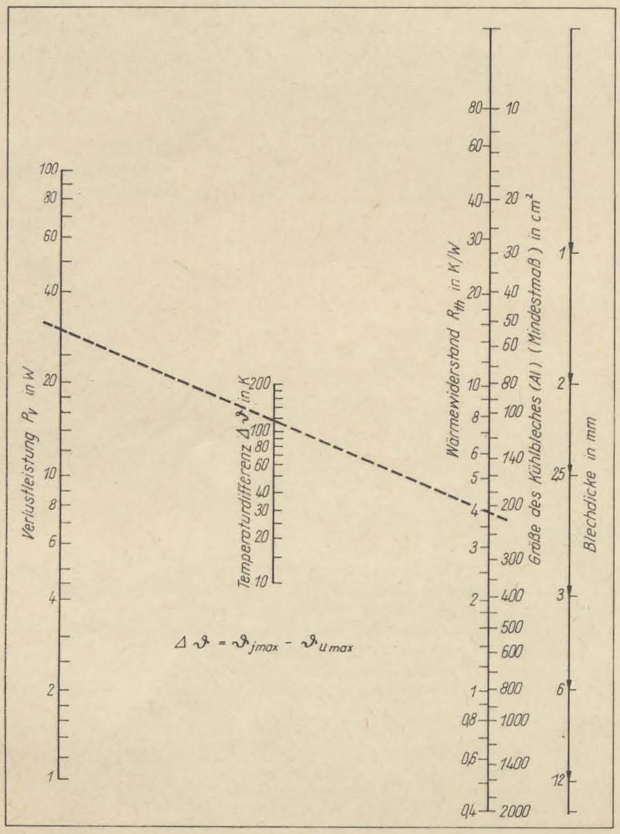


Bild 118: Nomogramm zur Kühlkörperbestimmung

Die Gleichung besitzt halbempirischen Charakter. Bei der Wahl der Materialdicken lassen sich die Werte aus Bild 118 gut verwenden. Schwarze Kühlkörper weisen eine bessere Wärmeabstrahlung auf, R_{the} wird kleiner. Zweckmäßige Verfahren sind Eloxieren von Al oder Beizen bei Kupfer. Anstrichmittel aller Art sind nicht zweckmäßig. Sandgestrahlte Oberflächen sind auf Grund der erreichten Oberflächenstruktur günstig.

Zur exakten Wärmeableitung ist es erforderlich, entsprechende Maßnahmen zur Erreichung kleiner Montagewärmewiderstände einzuhalten. Saubere und ebene Kontaktflächen (von Bauelement und Kühlkörper) und ein fester Sitz der Befestigungselemente (Drehmoment 0,4...0,6 Nm, gültig für TO-3-Gehäuse) sind dabei Voraussetzung. Durch Verwendung von Kontaktfett oder Wärmeleitpasten, z. B. Silikonfett NP 12 vom VEB Chemiewerk Nünchritz, mit dem die Kontaktflächen dünn bestrichen werden, kann der Montagewärmewiderstand verringert und das Eindringen von Feuchtigkeit in die Kontaktstelle verhindert werden.

Aus schaltungstechnischen Gründen kann eine isolierte Montage des Transistors erforderlich sein. Zwischenlagen aus Kunststoffolien (Glimmer ist nicht mehr üblich) erhöhen den Montagewärmewiderstand und bedingen eine entsprechende Vergrößerung des Kühlkörpers. In der Tafel 19 sind einige Richtwerte für Transistoren der Bauform E nach TGL 11 811 (JEDEC TO-3) zusammengestellt (Werte in K/W).

Tafel 19: Montagewärmewiderstände für Transistoren der Bauform E nach TGL 11 811 (JEDEC TO-3)

Montage	direkt	isoliert 0,05 mm	0,075 mm
trocken	0,5 K/W	1,0 K/W	1,25 K/W
mit NP 12	0,25 K/W	0,3 K/W	0,5 K/W

In der Gegenwart setzen sich stranggepreßte Al-Profile als Kühlkörper durch. Diese Profile sind standardisiert und tabellarisch erfaßt (TGL 26 151). Eine Übersicht ist in [50] enthalten. Dort sind auch entsprechende Berechnungsmethoden angegeben. Kühlkörper aller Art sind konstruktiv so unterzubringen, daß die natürliche Konvektion gefördert wird (senkrechte Anordnung). In speziellen Fällen ist eine forcierte Kühlung (Gebläse) möglich.

Die allgemein angegebenen Berechnungsmethoden gehen von der am Bauelement auftretenden Verlustleistung aus. Bei stetigen Reglern bereitet diese Ermittlung keine Schwierigkeiten. Komplizierter wird die Ermittlung bei Impulsbetrieb, besonders wenn die Leistungsimpulse von einer Rechteckform stark abweichen.

Bei kleinen Leistungen ist es möglich, die Impulsform durch einen äquivalenten Rechteckimpuls zu nähern (Bild 119). Dabei wird der Leistungsimpuls durch grafische oder rechnerische Integration in einen Rechteckimpuls gleicher Leistung (gleicher Fläche) umgeformt, wobei die Amplitude beibehalten wird. Diese Umformungen ergeben eine fiktive Impulsdauer

$$t_p^* = \frac{1}{P_{totM}} \int_0^{t_p} P_{tot}\,dt$$

und bei periodischen Impulsen ein entsprechendes fiktives Tastverhältnis

$$\iota^* = \frac{t_p^*}{T}$$

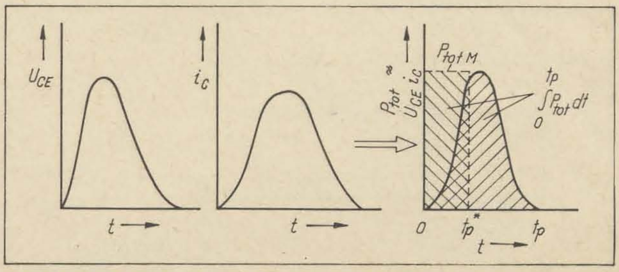


Bild 119: Grafische Ermittlung der Verlustleistung

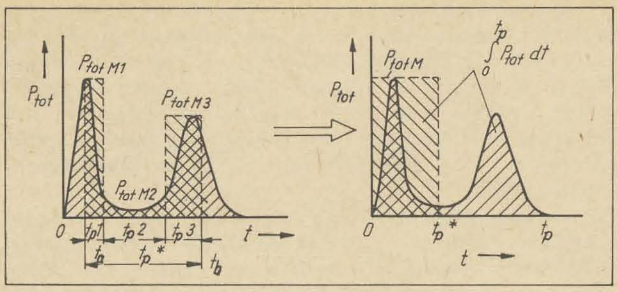


Bild 120: Grafische Ermittlung der Verlustleistung

Bei größeren Leistungen ist es erforderlich, den Leistungsimpuls in eine zweckmäßige Folge von Rechteckimpulsen umzuformen und die Teilsummen zum äquivalenten Rechteckimpuls zu addieren (Bild 120). Weitere Erläuterungen zu dieser Problematik sind in [29] [51] enthalten.

16. Ergänzungen

In den einzelnen Abschnitten wurden z. T. spezielle Zusammenhänge der Transistorschaltungstechnik vorausgesetzt. Besonderheiten, die für den Aufbau von Stromversorgungen wichtig sind, sollen hier kurz erläutert werden.

16.1. Parallelschalten von Transistoren

In der Vergangenheit war das Parallel- und Hintereinanderschalten von Dioden und Transistoren ein üblicher Weg, um die Parameter der Bauelemente an die Aufgabenstellungen anzupassen. Gegenwärtig genügt das Angebot bei Dioden allen normalen Anforderungen. Auch ein Hintereinanderschalten von Transistoren zur Erreichung größerer Sperrspannungen ist kaum noch erforderlich.
Eine Parallelschaltung von Transistoren, insbesondere von Leistungstransistoren, ist jedoch auch jetzt noch notwendig und sinnvoll. Obwohl Hochstromtransistoren (bis einige hundert Ampere) bei einigen Herstellern bereits im Fertigungsprogramm sind und Leistungen bis etwa 350 W im modifizierten TO-3-Gehäuse beherrscht werden (z. B. BUR 50 bis BUR 52 von SGS Ates), ist ein Parallelschalten aus ökonomischen Gründen meist die bessere Lösung.
Da die Transistordaten in den seltensten Fällen so übereinstimmen, daß ein problemloses Parallelschalten realisierbar ist, muß durch zusätzliche Schaltungselemente dafür gesorgt werden, daß sich die Ströme gleichmäßig auf alle Transistoren aufteilen. Es ist natürlich möglich, speziell ausgemessene Transistoren ohne besondere Maßnahmen parallelzuschalten. Dabei müssen bei gleichen Basisströmen die Kollektorströme und die Basis-Emitterspannungen in allen auftretenden Arbeitspunkten weitgehend übereinstimmen, Abweichungen bis etwa 10 % sind zulässig.
Prinzipiell gibt es zur Erreichung einer gleichmäßigen Stromaufteilung zwei Möglichkeiten. Zweckmäßig und verbreitet ist das Einschalten zusätzlicher Widerstände R_E in die Emitterleitungen (Bild 121). Die Dimensionierung hängt von den Transistordaten ab. Allgemein ausreichend sind Größen von

$$R_E \geqq \frac{U_{BE}}{2I_E'}$$

Für Siliziumtransistoren folgt daraus

$$R_{E1}' = R_{E2}' = R_{En}' \geqq \frac{(0{,}3\ldots0{,}4)\,V}{I_a}$$

Eine ähnliche Wirkung wird durch das Einschalten von zusätzlichen Basiswiderständen erreicht. Da deren Anpassung experimentell vorgenommen werden muß, sind Emitterwiderstände trotz des zusätzlichen Spannungsverlustes und der damit verbundenen Verschlechterung des Wirkungsgrades vorzuziehen. Für die Parallelschaltung gilt, daß die einzelnen Transistoren auch mit den Ausgleichswiderständen nur mit etwa 0,8 $I_{C\,max}$ belastet werden dürfen. Eine Parallelschaltung von Transistoren ist oft nur wegen der Überschreitung der zulässigen Verlustleistung $P_{v\,max}$ notwendig. Sofern in diesen Fällen 0,3...0,4 $I_{C\,max}$ nicht überschritten werden, können die Ausgleichswiderstände entfallen. Es ist aber erforderlich, die Transistoren nach annähernd gleichen B im interessierenden Arbeitspunkt auszusuchen.

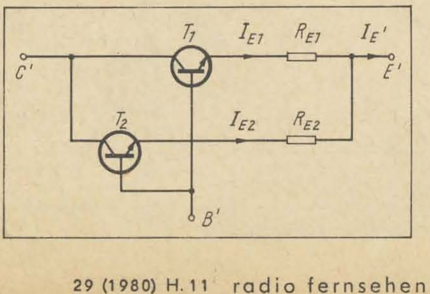


Bild 121: Parallelschalten von Transistoren

16.2. Transistorgrundschaltungen

Bei Berechnungen aller Art wurde die Basis-Emitterspannung U_{BE} generell mit 0,7 V (Si-Transistor) angenommen. Restströme wurden auf Grund der spezifischen Einsatzbedingungen allgemein nicht berücksichtigt. Von den Transistorkenndaten sind auch nur ausgewählte Parameter interessant.

Der Eingangswiderstand ($r_{BE} \mathrel{\hat{=}} h_{11}$) wird für praktische Anwendungen mit der Beziehung

$$r_{BE} = \frac{U_T}{I_B}$$

definiert. U_T wird als Temperaturspannung bezeichnet. Sie kann mit etwa 40 mV angesetzt werden. In Abhängigkeit vom Basisstrom kann damit der Eingangswiderstand leicht ermittelt werden.
Die Gleichstromverstärkung $B = I_C/I_B$ weicht im allgemeinen nur geringfügig von der Kleinsignalstromverstärkung ($\beta = h_{21}$) ab. Da die behandelten Schaltungen direktgekoppelte Gleichspannungsverstärker darstellen, wird meist B verwendet.
Im Normalfall werden die Leistungstransistoren bei Stromversorgungen in der Kollektorschaltung betrieben. Bei der Kollektorschaltung entspricht die Ausgangsspannung annähernd der Basisspannung, vermindert um die Basis-Emitter-Spannung. Da die Basis-Emitter-Spannung im allgemeinen konstant ist ($\approx$ 0,7 V), folgt die Ausgangsspannung der Eingangsspannung. Aus dieser Tatsache wird die übliche Bezeichnung Emitterfolger abgeleitet. Im Bild 122 ist das Prinzip dargestellt.

Wird fortgesetzt

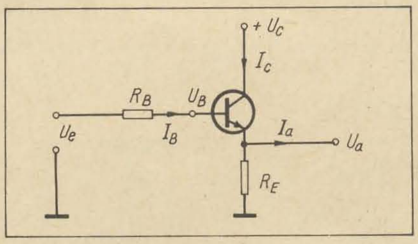


Bild 122: Kollektorschaltung (Emitterfolger)

Literatur

[46] Jansson, L. E.: Radio frequency interference suppression in switched-mode power supplies. Mullard Technical Communications 12 (1973) H. 120, S. 294–298
[47] Schaltnetzteile mit Transistoren der Reihe BUX 80. Valvo technische Information für die Industrie Nr. 761 027
[48] Friedberg, H.: Dimensionierung der Kühlflächen von Leistungstransistoren und Leistungsgleichrichtern. Radioschau 6 (1961) H. 9, S. 228–230
[49] Seurot, J.-P. M.: Sur les problèmes de refroidissements des elements semiconducteurs ... L'Onde Electrique 40 (1960) H. 2, S. 164–182
[50] Zimmermann, R.: Kühlvorrichtungen für Transistoren. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 22, S. 717–721
[51] Hantzsch, H.: Wärmeableitung bei Halbleitern. Der praktische Funkamateur, Band 161. Berlin: Militärverlag der DDR 1978

Service- und Amateurinformationen (78)

Farbfernsehempfänger Raduga 730

Teil 1

Ing. GÜNTHER WINKLER

Mitteilung aus dem VEB RFT Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen Dresden

Der Farbfernsehempfänger Raduga 730 ist eine Weiterentwicklung des ebenfalls in der DDR gehandelten Typs Raduga 726. Diesem gegenüber hat er folgende Änderungen:

- Allbereichtuner CK-B-1E1 (C-Dioden-Kombinationstuner, nicht steckbar)
- Programmschalteinheit, aufgeteilt in die drei Stufen
  - Speicherstufe
  - Abstimmspannungsstufe
  - Tastenaggregat und Anzeige
- Spannungsversorgungstuner
- veränderte AFC-Schaltung.

Diese Änderungen werden im folgenden beschrieben und einige Fehlerhinweise gegeben. Die Ausführungen basieren auf Aufzeichnungen des Autors bei einer Serviceschulung im Herstellerwerk. Zur Ergänzung dazu verweisen wir auf unsere ausführlichen Veröffentlichungen (Gerätebeschreibung und Servicehinweise) zum Grundgerät Raduga 726 in unseren Heften 8 und 9 (1980).

1. Allbereichtuner CK-B-1E1

Das gemeinsame Gehäuse ist in eine Kammer für den UHF-Bereich (Kanal 21 bis Kanal 60) und eine Kammer für den VHF-Bereich (Kanal 2 bis 4 und Kanal 5 bis 12) eingeteilt. Das Eingangssignal gelangt über den UHF- oder den VHF-Eingang zu der jeweiligen Kammer des Allbereichtuners.

1.1. Kammer für den UHF-Bereich

Sie entspricht der im Raduga 726 und wird deshalb nicht näher beschrieben.

1.2. Kammer für den VHF-Bereich

T_2 (ГТ 346 А)	Vorstufe	
T_4 (ГТ 328 А)	Mischstufe (additive Mischung), bei UHF als zusätzliche ZF-Verstärkerstufe	
T_5 (ГТ 313 Б)	Oszillatorstufe	

Spannungen an den Anschlußpunkten

1	U_B Basis, Emitter } $T_5 + T_2$	
	Bänder I, III	+12 V
	Bänder IV, V	0 V
2	Schaltspannung für Bandumschaltung	
	Band I	−12 V
	Bänder III, IV, V	+12 V
4	U_B Basis, Emitter } T_4	
	Bänder I, III, IV, V	+12 V
8	korrigierte Abstimmspannung	+0,5...27 V
9	Schaltspannung für Bandumschaltung	
	Bänder I und III	0 V
	Bänder IV und V	
10	Regelspannung	+12 V

S i g n a l v e r l a u f V H F

Das VHF-Signal gelangt über die Antennenanschlüsse für den VHF-Bereich (1:1 bzw. 1:10 an der Seitenwand des Gehäuses) auf ein kompliziertes Eingangsfilter. Im Band I sind die Dioden $Д_3$ und $Д_4$ gesperrt, so daß das Signal über C_{11}, L_{13}, C_{18} an den Emitter des T_2 gelangt. T_2 arbeitet als Verstärker in Basisschaltung.

Die Betriebsspannung U_B für T_2 (VHF) gelangt vom Anschluß 1 des Tuners +12 V über $Д_5$, Dr_1, R_7 an den Emitter und über R_9 an die Basis. Der Kollektor liegt über R_{11}, L_{17}, L_{18}, L_{19}, L_{21} an Masse.

Bei den Bändern IV und V liegen am Anschluß 1 des Tuners 0 V (T_2 erhält keine Emitter- und Basisspannung). Der Transistor T_2 arbeitet nicht. Zwischen T_2 und T_4 liegt ein induktiv-fußpunktgekoppeltes Bandfilter (B ≈ 7 MHz), bestehend aus

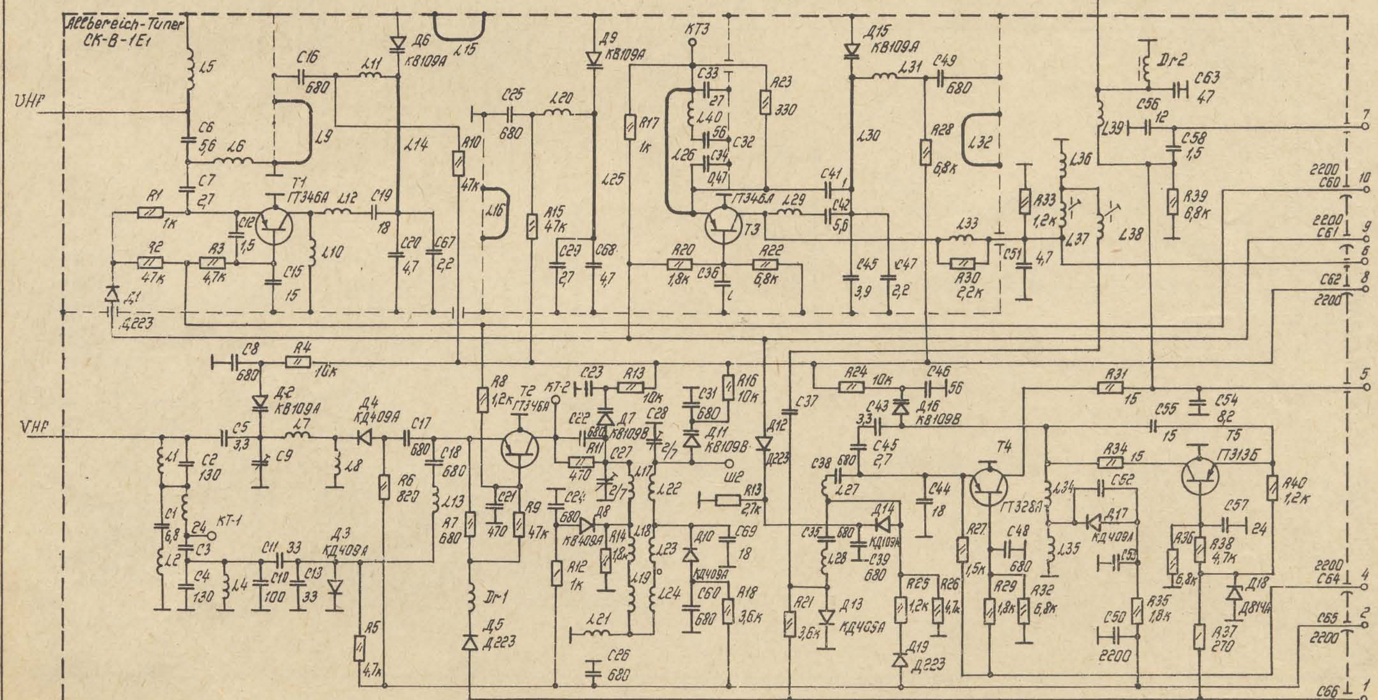


Bild 1: Allbereichtuner CK-B-1E1

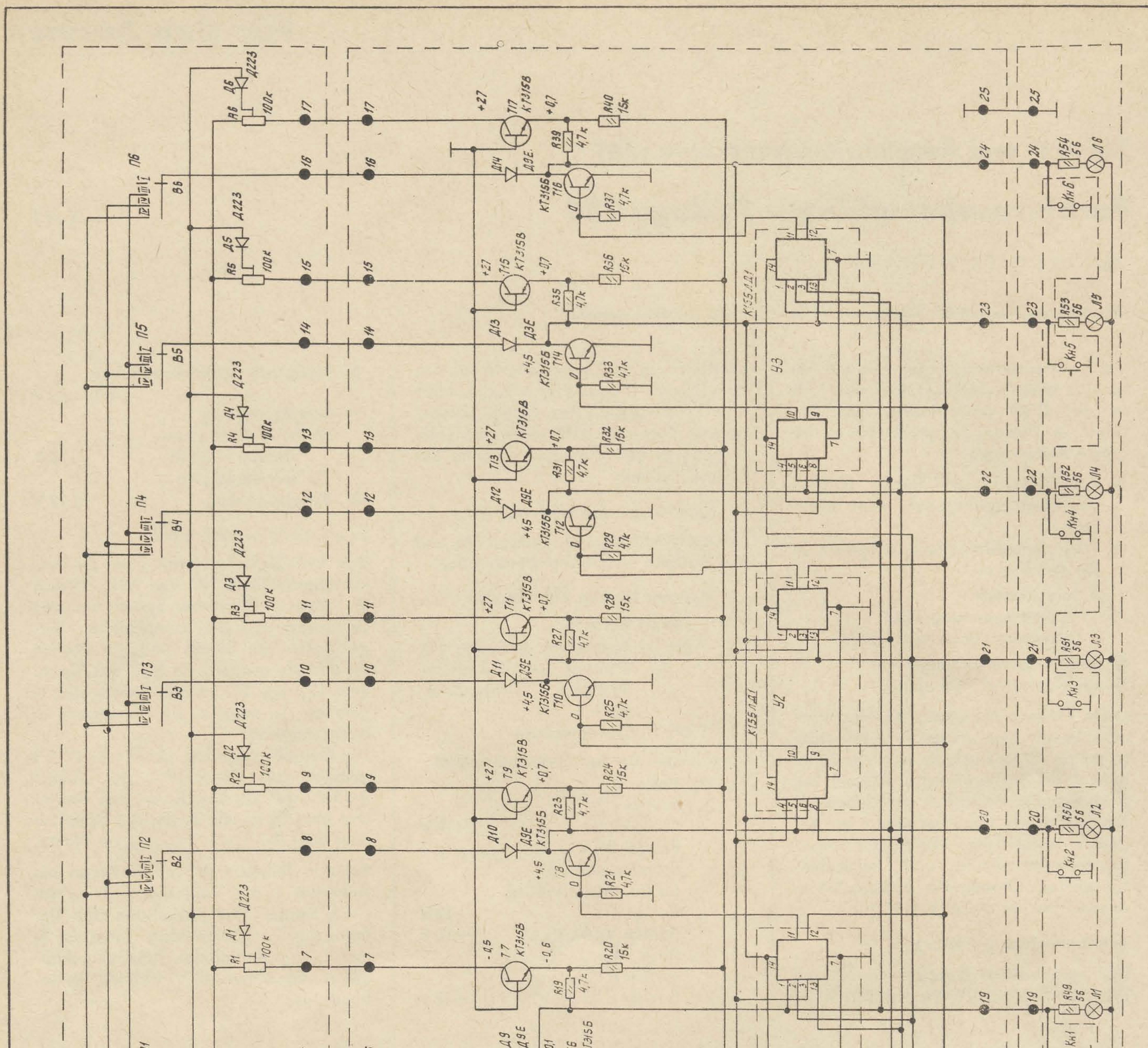


Bild 2: Programmschalteinheit

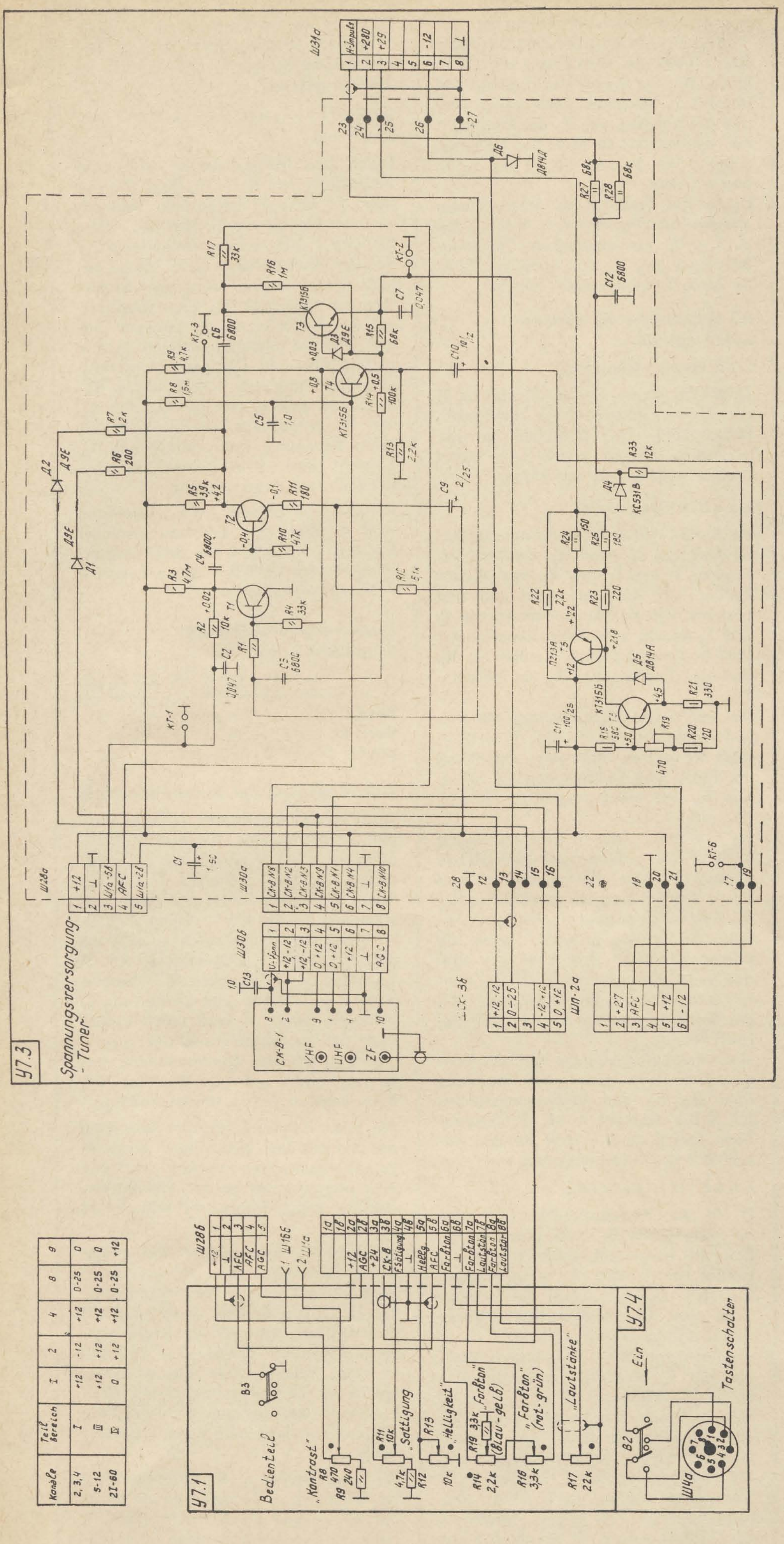


Bild 3: Tastenschalter (links) und Spannungsversorgungstuner

Primärspulen L_{17}, L_{18}, L_{19}
sowie Koppelspule L_{21} und Kapazitätsdiode $Д_{7}$ mit Trimmer C_{27}
Sekundärspulen L_{22}, L_{23}, L_{24}
sowie Koppelspule L_{21} und Kapazitätsdiode $Д_{11}$ mit Trimmer C_{28}.

$Д_{8}$ und $Д_{10}$ dienen zur Bandumschaltung. Im Band I sind sie gesperrt (—12 V) und im Band III leitend (+12 V). Die Kondensatoren C_{22}, C_{23} und C_{24} sowie C_{31} und C_{60} bilden für die HF einen Kurzschluß. Das HF-Signal gelangt induktiv auf L_{27} und damit auf den Eingangskreis des Transistors T_{4}, der in den Bändern I und III als additive Mischstufe in Basisschaltung und in den Bändern IV und V als Verstärkerstufe arbeitet.

$Д_{13}$ (КД 409 A) erhält in den Bändern I und III eine Spannung von +12 V und wird leitend. Dadurch wird L_{28} an Masse gelegt. Das bedeutet aber auch, daß der UHF-Ausgang (C_{37}) an Masse liegt.

Der Eingangskreis besteht aus L_{27}, C_{35}, L_{28}, $Д_{13}$. R_{25} und R_{26} dienen in Verbindung mit $Д_{14}$ und $Д_{19}$ zur Bedämpfung des Eingangskreises. Im Band I erhält die Diode $Д_{19}$ —12 V und ist damit gesperrt. Der Eingangskreis wird von dem relativ hochohmigen Widerstand R_{26} (4,7 kΩ) nur sehr gering bedämpft, das ergibt eine geringere Bandbreite.

In den Bändern III, IV und V erhält $Д_{19}$ +12 V Spannung und ist dadurch leitend. Über C_{26} erfolgt die HF-mäßige Erdung, so daß jetzt der parallel zu R_{26} liegende Widerstand R_{25} den Schwingkreis ebenfalls mit bedämpft. Der insgesamt kleinere Widerstand bedämpft den Eingangskreis stärker, damit ergibt sich eine größere Bandbreite.

T_{5} arbeitet als Oszillatorstufe. In den Bändern I und III erhält er seine Betriebsspannung vom Anschluß 1.

In den Bändern IV und V ist $U_{B} = 0$, d. h., der Oszillator arbeitet nicht. $Д_{18}$ dient zur Stabilisierung der Oszillatorspannung.

Die Dioden $Д_{12}$, $Д_{13}$, $Д_{14}$ und $Д_{19}$ arbeiten folgendermaßen zusammen:

Band I
$Д_{12}$ = 0 V gesperrt
$Д_{13}$ = +12 V leitend (legt Eingangskreis an Masse)
$Д_{14}$ gesperrt (Katode über R_{13} an Masse, Anode über R_{26} an Masse)
$Д_{19}$ = —12 V gesperrt

Band III
$Д_{12}$ = 0 V gesperrt
$Д_{13}$ = +12 V leitend
$Д_{14}$ = leitend (Katode über R_{13} an Masse, Anode positive Spannung über $Д_{19}$, R_{25}, R_{26})
$Д_{19}$ = +12 V leitend (schaltet R_{25} parallel zu R_{26}, HF über C_{26} an Masse)

Bänder IV und V
$Д_{12}$ = +12 V leitend
$Д_{13}$ = 0 V gesperrt
$Д_{14}$ gesperrt (Katode über $Д_{12}$ positiv, Anode über $Д_{19}$ und Spannungsteiler geringere positive Spannung)
$Д_{19}$ = +12 V leitend.

2. Programmschalteinheit

Die Programmschalteinheit besteht aus den drei Stufen

- Speicherstufe
- Abstimmspannungsstufe
- Tastenaggregat und Anzeige.

2.1. Aufgaben

- Der elektronische Speicher hat die Aufgabe, die Reihenfolge und die Zugehörigkeit der Programme zu der jeweiligen Programmtaste zu speichern und bei Abruf wiederzugeben (integrierte Schaltungen $У_1$ bis $У_3$ und Transistoren T_6, T_8, T_{10}, T_{12}, T_{14} und T_{16}).
- Die Abstimmspannungsstufe erzeugt die eigentliche Abstimmspannung (+0,5...+27 V) in Verbindung mit der mechanischen Einstellbarkeit (R_1 bis R_6). Weiterhin erzeugt sie die Schaltspannungen für die Bandumschaltung in Verbindung mit einem mechanischen Miniaturstecker, der wahlweise von Hand umgesteckt werden kann ($П_1$ bis $П_6$).
- Anzeige des gewählten Programmes ($Л_1$ bis $Л_6$)
- Erzeugung von Austastimpulsen für die Abschaltung der AFC beim Umschalten auf ein anderes Programm (T_5).

2.2. Arbeitsweise der Speicherstufe

Das Kernstück der Speicherstufe sind die drei integrierten Schaltungen $У_1$, $У_2$, $У_3$ (K 155 ЛД 1). Jeder Schaltkreis besteht aus zwei voneinander getrennten Zählern (wie aus dem IS-Schieberegister im Schaltbild zu ersehen ist). Mit $У_1$ kann man daher zwei Programme speichern, so daß die drei eingesetzten Schaltkreise für sechs Programme ausreichen. Diese digitalen Schaltkreise bilden in Verbindung mit den Transistoren T_6, T_8, T_{10}, T_{12}, T_{14} und T_{16} eine logische Schaltung.

Liegt an allen vier Eingängen (Pin 4, 5, 6 und 8) 0 an, dann ist am Kollektor von T_6 1 (in dieser Schaltung 4,5 V), d. h., T_6 ist gesperrt. Das gleiche trifft zu, wenn nur einer der Eingänge 0 ist. Liegt an allen vier Eingängen 1 an, dann ist am Kollektor von T_6 0, d. h., T_6 ist leitend.

Der Ausgang der logischen Schaltung ist mit dem Eingang der folgenden 1/2 IS (Kollektor T_6 – Eingang 1) und der Eingang 8 mit dem Ausgang der folgenden 1/2 IS verbunden (Kollektor T_8.

Bei jedem Einschalten des Gerätes lädt sich C_2 auf. Durch den Ladestrom fällt an R_{17} eine positive Spannung ab, die als Basisspannung den Transistor T_6 öffnet. Dadurch wird dessen Kollektor praktisch an Masse gelegt (behält nur eine geringe positive Spannung), $Л_1$ leuchtet auf. So wird beim Einschalten des Gerätes immer das Programm 1 eingeschaltet.

Gleichzeitig erhalten die Eingänge 4, 5, 6 und 8 von $У_1$ 1, so daß am Kollektor $T_6 = 0$ ist. Damit wird ein stabiler Zustand erreicht, der so lange bestehen bleibt, bis eine andere Programmtaste gedrückt wird. Schaltet man z. B. von irgendeinem anderen Programm auf Programm 1, so wird die Programmtaste KH 1 gedrückt. Damit wird die Glühlampe $Л_1$ über R_{49} an Masse gelegt und beginnt zu leuchten. Gleichzeitig werden der Kollektor von T_6, der Eingang 1 der zweiten 1/2 IS ($У_1$), die Eingänge 2 und 4 von $У_3$ und Pin 14 von $У_2$ an Masse gelegt.

Durch die Verkopplung untereinander erhalten die Eingänge 4, 5, 6 und 8 von $У_1$ 1, d. h., am Ausgang der logischen Schaltung liegt 0, das bedeutet, T_6 ist für diese Zeitdauer stabil leitend.

2.3. Arbeitsweise der Abstimmspannungsstufe

2.3.1. Bandumschaltung

$П_1$ bis $П_6$ dienen der mechanischen, T_1 bis T_7 der elektronischen VHF/UHF-Umschaltung. Das Einstellen der gewünschten Bänder erfolgt mit einem Stecker mechanisch von Hand.

B a n d - I - B e t r i e b

Bei Band I gibt es keine elektrische Verbindung von B_1 nach $П_1$. Dadurch bekommen T_1 und T_4 über R_{18} bzw. R_{26} am Emitter kein Bezugspotential und sind gesperrt. Die Kollektorspannung von T_1 und T_4 kommt vom Verbindungsstecker ШП-2a Kontakt 5 (+12 V) über R_9, R_7, Kollektor T_1 und über R_{46} an Kollektor T_4.

Da kein Strom fließt, beträgt die Kollektorspannung von T_1 und T_4 +12 V. Über R_9 und R_{46} fällt keine Spannung ab, Basis- und Emitterspannung von T_2 und T_{19} sind gleich und diese dadurch gesperrt.

T_{20} erhält eine Emitterspannung (+12 V) vom Verbindungsstecker ШП-2a Kontakt 5. Die Basisspannung wird durch den Basisspannungsteiler R_{47}, R_{44}, R_{43} (+11,5 V) erzeugt. T_{20} ist daher leitend. An seinem Kollektor liegen die durchgeschalteten +12 V an, die über den Verbindungsstecker ШСК-В-а Kontakt 5 zum Allbereichtuner gelangen und die Betriebsspannung für den VHF-Bereich liefern.

Vom Verbindungsstecker ШП-2a Kontakt 6 (−12 V) gelangt die Spannung über R_{42} an den Verbindungsstecker ШСК-В-а Kontakt 4 als Schaltspannung (bei Band I −12 V) für den Anschluß 2 des Allbereichtuners.

B a n d - I I I - B e t r i e b

Durch den Miniaturstecker wird eine Verbindung von B_1 – $П_1$ (Kontakte für Band III) hergestellt. Dadurch wird der Emitter von T_4 über R_{26} – Verbindung 3 – $П_1$ – B_1 – $Д_9$ (dient zur Entkopplung) und die Kollektor-Emitterstrecke von T_6 an Masse gelegt.

Als Basisspannung für T_1 und T_4 dient die von T_5 erzeugte Emitterspannung (+4,5 V) (Meßpunkt KT – 1). T_4 wird leitend. Durch den Kollektorstrom fällt über R_{46} eine Spannung ab. T_{19} wird leitend, und am Kollektor liegen jetzt die durchgeschalteten +12 V (bei Band I waren es −12 V), die über den Verbindungsstecker ШСК-В-а Kontakt 4 die Schaltspannung für Anschluß 2 des Allbereichtuners darstellen (bei Band III +12 V).

T_{20} bleibt wie im Band I auch im Band III leitend, da diese Spannung die Betriebsspannung ist. T_1 und T_2 sind im Band III gesperrt.

B a n d - I V - u n d B a n d - V - B e t r i e b

Durch den Miniaturstecker wird eine Verbindung von B_1 – $П_1$ (Kontakte für Band IV oder V) hergestellt. Dadurch wird der Emitter von T_1 über R_{18} – Verbindung 1 – $П_1$ – B_1 – Verbindung 6 – Kollektor-Emitterstrecke T_6 an Masse gelegt. T_1 wird leitend. Durch den Kollektorstrom fällt über R_9 eine Spannung ab, T_2 wird leitend, am Kollektor liegen jetzt die durchgeschalteten +12 V an und öffnen die Diode $Д_8$. Damit wird eine Spannung von +12 V in den Basisspannungsteiler von T_{20} zwischen R_{43} und R_{44} eingespeist, so daß über R_{47} keine Spannung mehr abfällt und T_{20} gesperrt wird. (Die Betriebsspannung für VHF wird abgeschaltet.)

Gleichzeitig gelangt die Spannung +12 V über den Verbindungsstecker ШСК-В-а Kontakt 1 als Betriebsspannung für den UHF-Bereich an Anschluß 9 des Allbereichtuners.

Zusammengefaßte Übersicht
(– gesperrt, · leitend)

	T_1	T_4	T_2	T_{19}	T_{20}	$Д_8$
Band I	–	–	–	–	·	–
Band III	–	·	–	·	·	–
Bänder IV und V	·	–	·	–	–	·

2.3.2. Erzeugung der Abstimmspannung

Vom Verbindungsstecker ШП-2a Kontakt 2 gelangt eine stabilisierte Spannung von +27 V an die zur Temperaturkompensation dienende Diode $Д_7$, öffnet diese und bildet die Ausgangsspannung für die Abstimmspannung aller sechs Programmeinstellungen. Wenn das Programm 1 eingeschaltet ist, ist T_7 leitend, d. h., zwischen R_1 – Verbindung 7 – Kollektor und Emitter von T_7 fließt ein Strom. T_7 wird durch Verändern der Emitterspannung (im Zusammenhang mit der Durchschaltung des T_6) von +0,7 V auf −0,6 V leitend. Die Basis liegt an Masse (Basisschaltung).

Am Widerstand R_1 fällt eine Spannung ab, und mit dem Mittelabgriff kann jeder Spannungswert zwischen +0,5 und 27 V abgenommen werden. Die Ersteinstellung eines Programms erfolgt von Hand.

$Д_1$ dient zur Entkopplung. Die eingestellte Spannung gelangt über $Д_1$ – Verbindung 4 an den Verbindungsstekker ШСК-В-а Kontakt 2 (+0,5...25 V) und von hier aus auf den Spannungsversorgungstuner (Emitter T_3), wo dann in einer Korrekturstufe die Abstimmspannung mit der aufbereiteten AFC-Spannung addiert und als korrigierte Abstimmspannung dem Tuner zugeführt wird.

R_{12} gewährleistet einen Stromdurchlauf der Diode $Д_1$ – T_7 (wenn dieser geöffnet ist), so daß damit der für die Öffnung der Diode erforderliche Strom gesichert wird und auch die entsprechend notwendige Spannung bereitsteht (Öff-

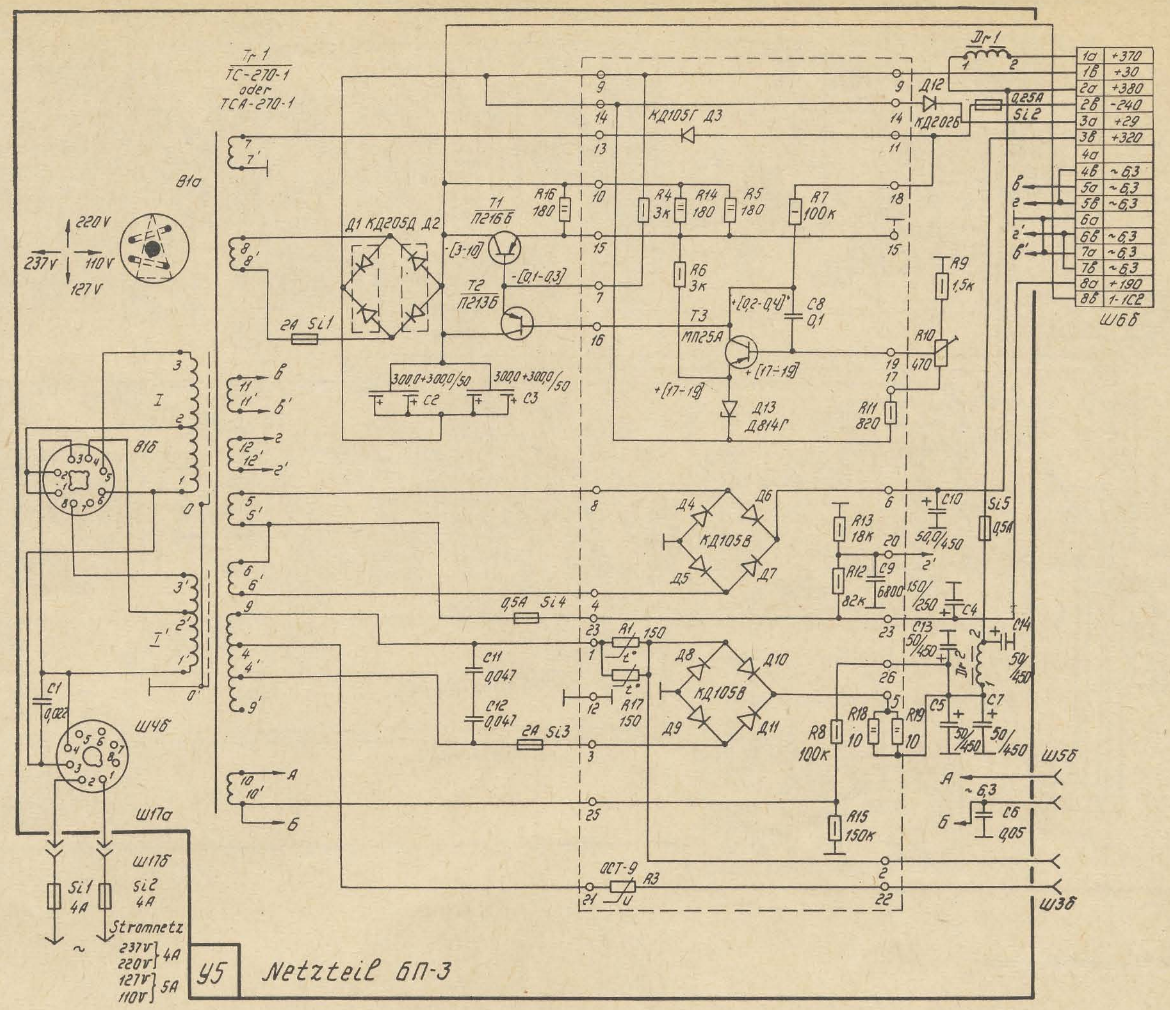
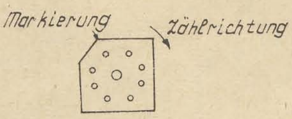


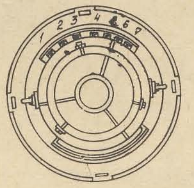
Bild 4: Netzteil

Bezeichnungen

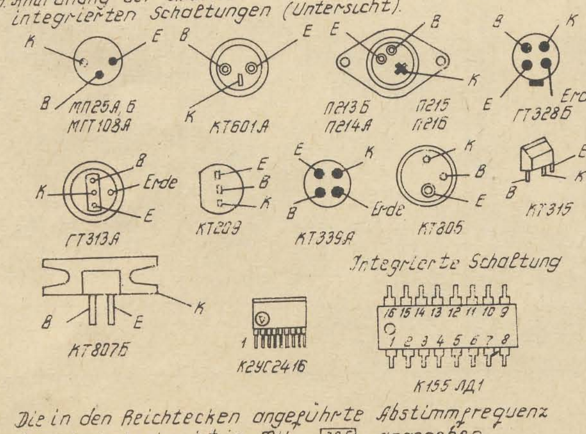
1. Anordnung der Bedienorgane
   - ⊛ - frontseitig ◑ - rückwandseitig
   - ⊘ - mit einem Schraubenzieher einstellbar
2. Filterabstimmung: von der Seite der Bauelemente; von der Seite der Leiterplatte
3. Leiterplattenseitige Anordnung der Filteranschlüsse.



4. Anordnung der Anschlüsse am Ablenksystem.



5. Anordnung der Anschlüsse an Transistoren und integrierten Schaltungen (Untersicht).



Die in den Reichtecken angeführte Abstimmfrequenz der Schwingkreise ist in MHz [39,5] angegeben.

Bemerkungen

1. Die Radiobauelemente, die durch das Zeichen gekennzeichnet sind, werden beim Abstimmen gewählt, und ihre Werte können sich von den Stromlaufplan angeführten Werten unterscheiden.
2. Die elektrischen Betriebszustände sind mit einem Hochohmvoltmeter beim Empfang des BAS-Signals gemessen.
3. In verschiedenen Fernsehempfängerbaureihen sind geringfügige nicht gründsätzliche schaltungstechnische und konstruktive Änderungen möglich.
4. Die Spannungswerte an den Bildröhrenanschlüssen (4, 5, 13, 3, 7, 12) sind nur als Richtwerte angeführt und werden beim Weissabgleich eingestellt.
5. Im Bereich der Funktionsteile führen die Speisespannungen folgende Bezeichnungen.

(U1) - +320 V	(U2) - +370 V	(U3) - +175 V	(U4) - +190 V
(U5) - +170 V	(U6) - +30 V	(U7) - +29 V	(U8) - +24 V
(U9) - -240 V	(U10) - -36 V	(U11) - -240 V	(U12) - +260 V

6. Die Buchstabenindexen bei der Bezeichnung der Steckanschlüsse entspechen: „a" - Steckgabel, „b" - Steckdose
7. Unlösbare Kabelverbingungen werden mit dem Zeichen „55" bezeichnet, liegen auf einer Geraden und führen die gleichen Buchstabenbezeichnung.
8. Auf den Oszillogrammen sind die Spannungsausschläge in Volt angegeben. Die Oszillogramme in Dekoder sind beim Empfang der Signal „Farbstrefen" angeführt. Zulässig sind Abweichungen der Spannungswerte um ±20% gegenüber den Spannungswerten, die im Plan angeführt sind.
9. Bezeichnung der Speisespannungen in Volt - +250, +30, -12, +12
10. Elektrolytkondensatoren werden mit einem Bruch bezeichnet, dessen Zähler die Größe der Kapazität in μF anzeigt und der Nenner - die Betriebsspannung in Volt.
11. Bauelemente R3 und C1 werden beim Einbau einer Metallrückwand installiert.
12. Im Programmschalteinheit sind die elektrische Betriebe für die Einschaltung des 1. Programms gezeigt. Die obere Zahl entspricht dem geöffneten Tastezustand, untere Zahl - dem geschlossenen Zustand.

Bild 5: Hinweise zu den Stromlaufplänen

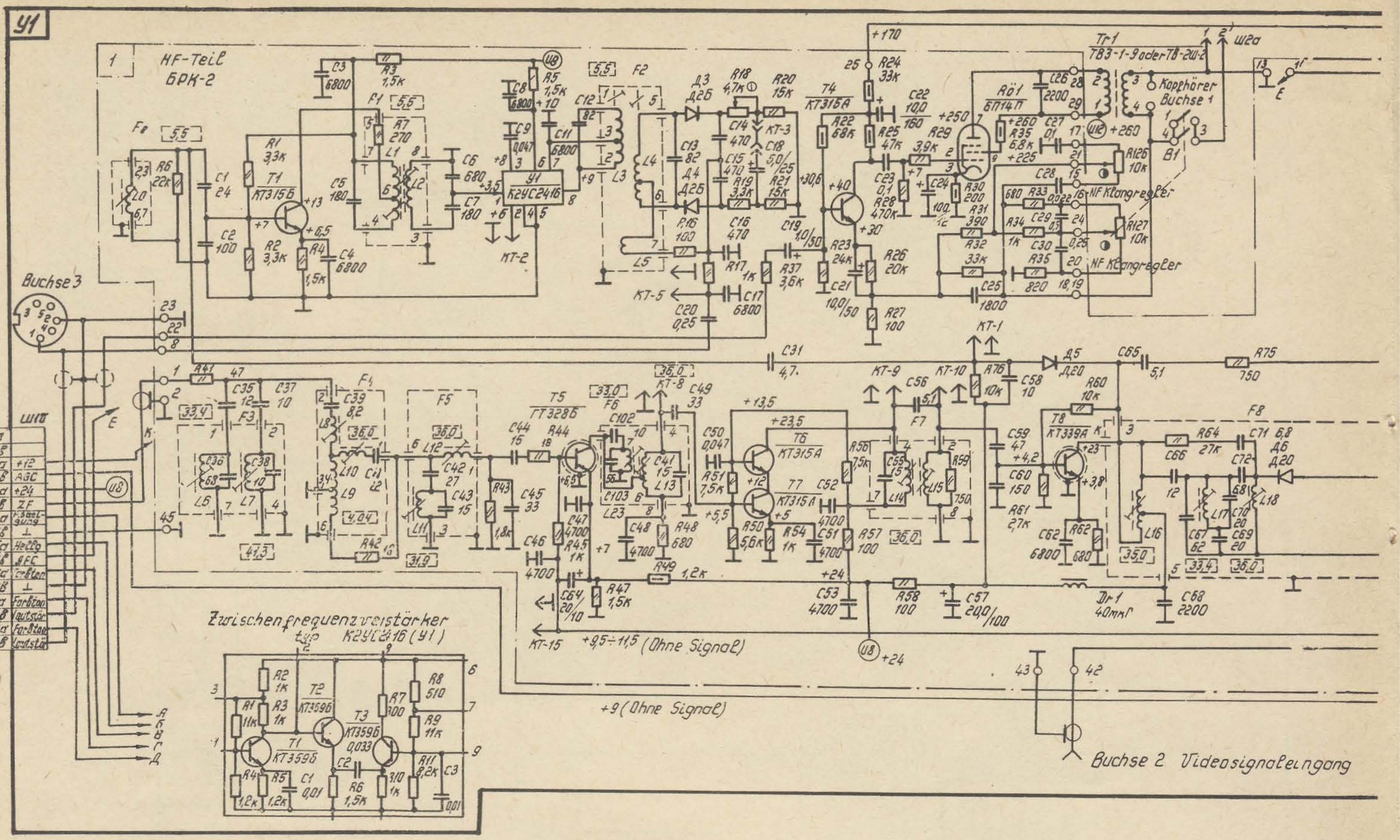


Bild 6: Signalleiterplatte

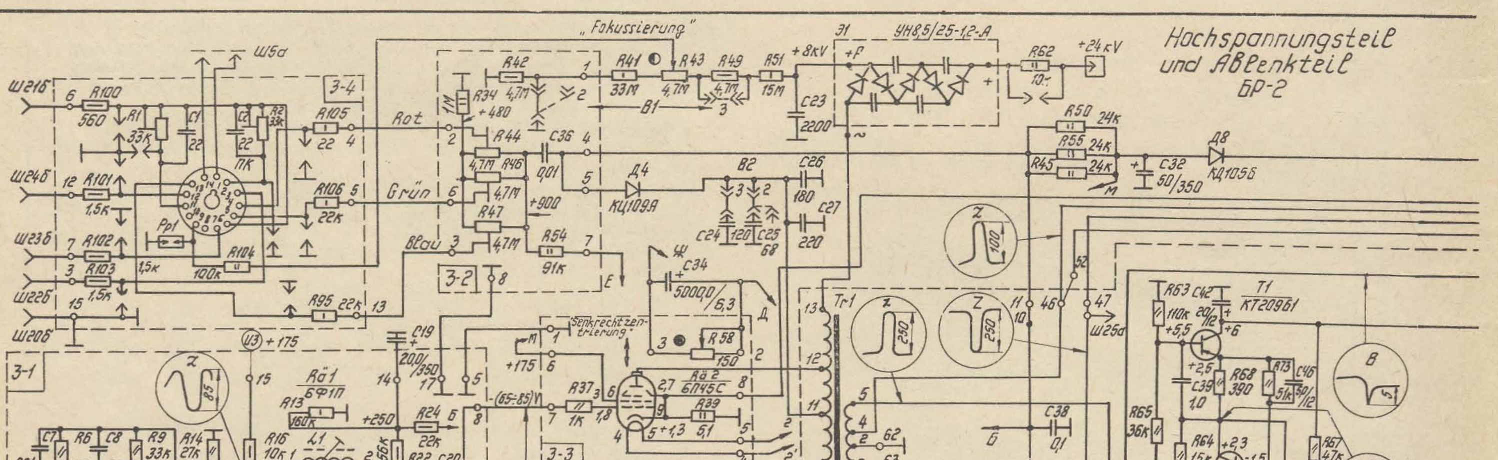
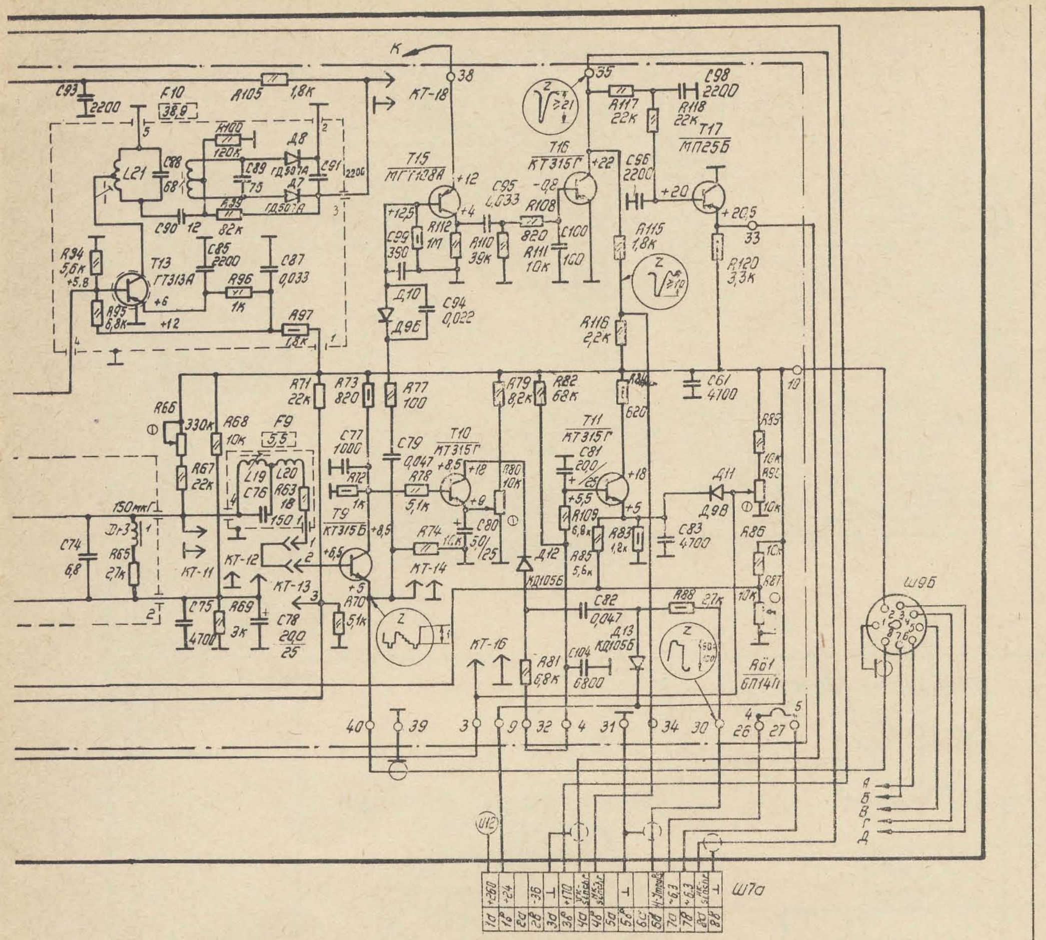
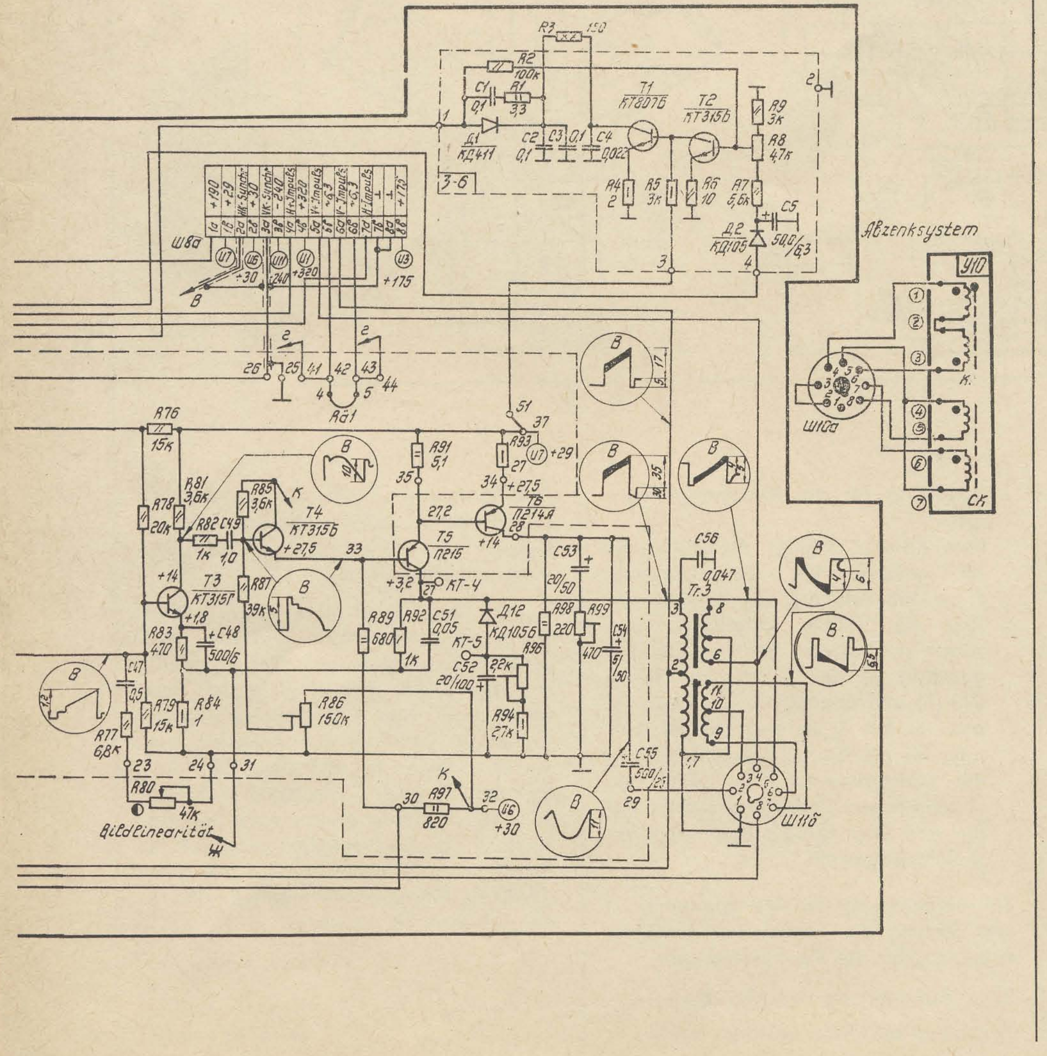


Bild 7: Hochspannungsteil und Ablenkteil





nungsspannung U_{Di} wenige zehntel Volt).

An den Widerständen R_2 bis R_6 fallen keine Spannungen ab, so daß am Mittelabgriff immer (unabhängig von der Schleiferstellung) +27 V stehen, die auch an den Katoden der Dioden $Д_2$ bis $Д_6$ anliegen. Die Anoden dieser Dioden haben eine geringere positive Spannung (Abstimmspannung), so daß diese Dioden gesperrt sind.

2.4. Erzeugung des Blockierungsimpulses für die automatische Abschaltung der AFC für die Dauer der Programmumschaltzeit (T_5)

Um mögliche Fehlabstimmungen durch die AFC-Schaltung zu beseitigen, wird der AFC-Anteil der Abstimmspannung für die Dauer der Programmumschaltzeit außer Betrieb gesetzt.

Die Basisspannung von T_5 ist über den Spannungsteiler R_{14}, R_{15} fest auf +5,2 V eingestellt. R_{13} ist temperaturkompensiert. Der Spannungsabfall über diesen Widerstand ist direkt proportional dem Kollektorstrom.

In der Emitterleitung liegt die Glühlampe $Л_1$ (Nennspannung 6,3 V) mit R_{49} (beim Drücken der Taste direkt) über T_6 an Masse. In dieser Schaltung wird der unterschiedliche Widerstandswert einer Glühlampe im kalten und warmen Zustand ausgenutzt. Der Widerstandswert einer Glühlampe ist im kalten Zustand kleiner als im warmen Zustand (Widerstandswert steigt an). Beim Umschalten des Programms wird durch Drücken der Taste die kalte Glühlampe, z. B. $Л_1$, in der Emitterleitung über R_{49} an Masse gelegt.

Der Emitterwiderstand ist klein, deshalb ergibt sich eine kleine Emitterspannung. Nach etwa 0,3...0,5 s steigt der Widerstandswert durch Erwärmung, die Emitterspannung wird größer. Es entsteht also ein negativer Blockierungsimpuls, der durch T_5 verstärkt wird. Auf Grund der Basisschaltung ist der Blockierungsimpuls am Kollektor ebenfalls negativ und gelangt über den Verbindungsstecker ШП-2a Kontakt 3 – C_{10} an den Emitter von T_4 der Spannungsversorgungsstufe.

3. Spannungsversorgungstuner

3.1. Aufgaben

- Bildung bzw. Formierung der Speisespannung (Betriebsspannung) für
  - Allbereichtuner
  - Programmschalteinheit
  - Amplitudensieb
- Umformung der AFC-Spannung und Addition mit der Abstimmspannung (entsprechend dem eingestellten Programm) zu einer korrigierten Abstimmspannung für die Kapazitätsdioden
- mechanische und automatische (nur bei Programmwechsel) Abschaltung der AFC
- Veränderung der Verstärkung der AFC-Spannung entsprechend den eingestellten Bereichen (Bänder I, III, IV und V)
- Auswertung der AFC-Spannung nur während des Zeilenrücklaufs.

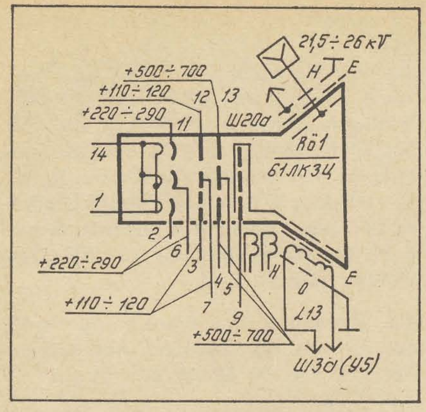
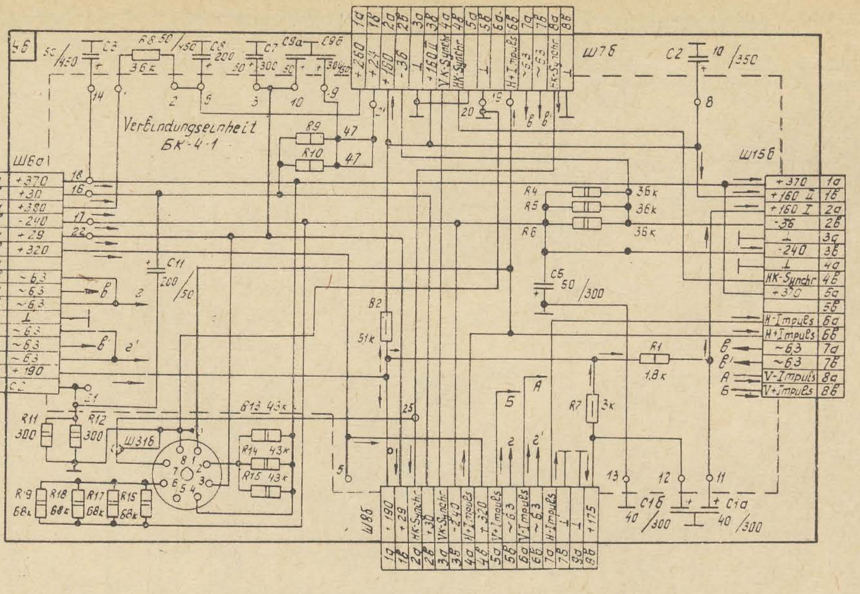
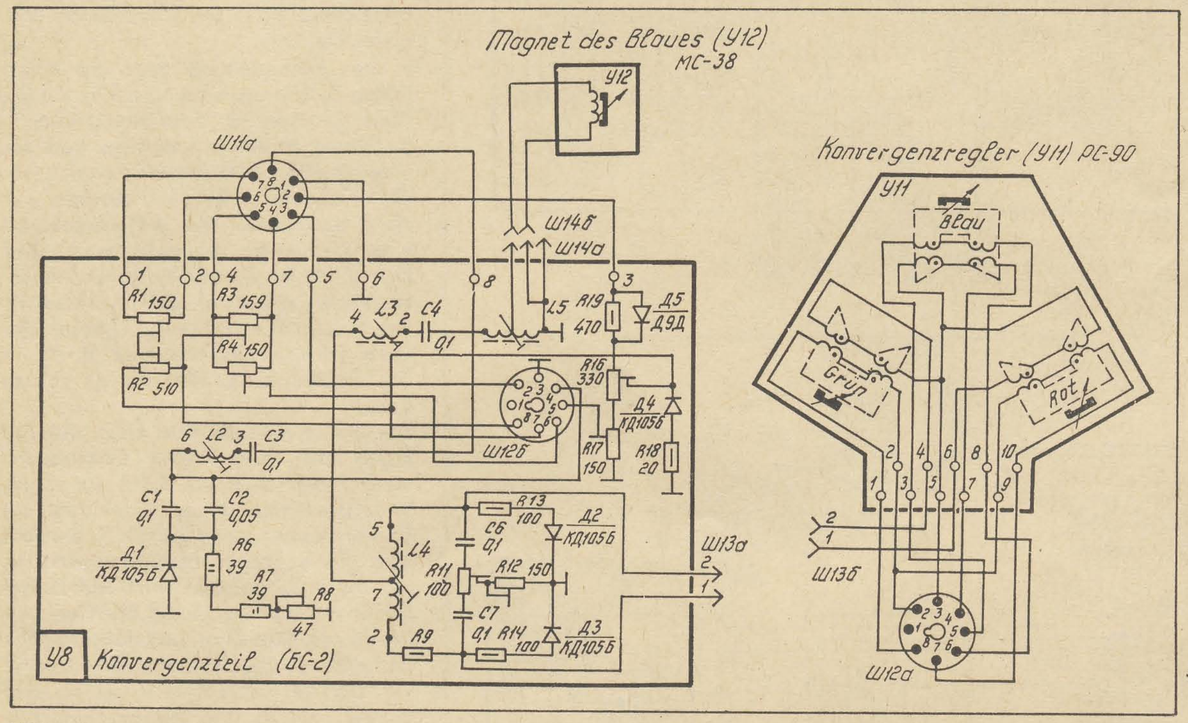


Bild 8: Bildröhre mit magnetischer Abschirmung und Entmagnetisierungsschleife

Bild 9: Verbindungseinheit BK-4-1 ▶





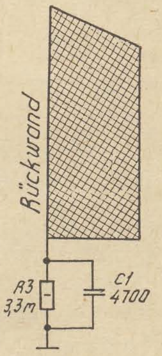


Bild 10: Konvergenzteil und Konvergenzregler

3.2. Betriebsspannungserzeugung

Am Verbindungsstecker Ш 31a liegen die Eingangsspannungen.

- Der positive Zeilenrückschlagimpuls gelangt vom Kontakt 1 über Anschlußpunkt 23 – R_1 an die Basis von T_1. Während dieser Zeit ist T_1 leitend.
- Von Kontakt 2 gelangt eine positive Spannung von 280 V über Anschlußpunkt 24 – R_{27}/R_{28} (diese Parallelschaltung wurde zur besseren Wärmeaufteilung gewählt) auf die Diode $Д_4$ (KC 531 B), die als Stabilisierungsschaltkreis bezeichnet wird.
- An $Д_4$ bildet sich eine Spannung von +31 V ± 1,5 V. Nach dem Widerstand R_{33} steht eine Spannung von +27 V zur Verfügung, die über den Verbindungsstecker ШП-2a Kontakt 2 zur Programmschalteinheit geführt wird. Dort bildet sie die Ausgangsspannung für die Abstimmspannungen.
- Vom Kontakt 3 über Anschlußpunkt 25 gelangt die 29-V-Spannung (I = 150 mA) auf die Widerstände R_{24}, R_{25} (diese Parallelschaltung wurde zur besseren Wärmeaufteilung gewählt) an den Emitter von T_5 (П 213 A) und über R_{23} an die Basis. T_5 arbeitet mit T_6 in einer Regelschaltung für die Spannungsstabilisierung als Längstransistor. R_{22} dient zur strommäßigen Entlastung von T_5. Mit R_{19} wird über C_{11} die Spannung von +12 V eingestellt.

3.3. Aufbereitung der AFC-Spannung und Bildung der korrigierten Abstimmspannung für die Kapazitätsdioden

3.3.1. Aufbereitung der AFC-Spannung

T_1 arbeitet als Umformerstufe, wobei die AFC-Spannung durch die Zeilenrückschlagimpulse und das Differenzierglied C_4R_{10} in eine differenzierte Impulsspannung umgewandelt wird.

C_4 wird über R_2 auf die Höhe der AFC-Spannung aufgeladen. Während des Zeilenrückschlagimpulses wird T_1 geöffnet und C_4 entlädt sich. Dadurch entsteht an C_4 eine differenzierte Impulsspannung, deren Größe abhängig von der AFC-Spannung ist. Über den Widerstand R_3 wird C_4 zusätzlich aufgeladen, so daß eine kleine Verschiebung entsteht, um eine gewollte Unsymmetrie Bild-ZF – AFC hervorzurufen. T_2 verstärkt die differenzierte Impulsspannung auf das etwa 18-...20fache.

Wird fortgesetzt

Internationale Maschinenmesse Budapest 1980

Gewichtig war das repräsentative Angebot im Bereich der Mikrorechentechnik. Die DDR zeigte das neue U-880-System, Tesla Rožnov die Peripherieschaltkreise für das bipolare Mikroprozessorsystem MH 3000, die Ungarische VR als Gastgeberland war auf dem Gebiet der PROMs stark engagiert. Es erwies sich wieder, daß die einzelnen ungarischen Firmen unserer Branche sehr innovativ wirken, ständig an Verbesserungen im Detail und an der Konzeption ihrer Erzeugnisse arbeiten. Somit fällt es ihnen leichter, den Anschluß am Weltstand zu halten.

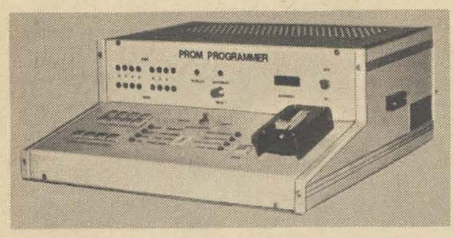


Bild 1: PROM-Programmiergerät, Tungsram, UVR

Tungsram, selbst Halbleiterhersteller, stellte ein **Programmiergerät** für PROMs vor, das für die von Tungsram produzierten Typen und die entsprechenden internationalen Äquivalente anderer Hersteller geeignet ist. Die zu programmierenden Daten können auf verschiedenen Wegen eingegeben werden: vom Lochstreifen, manuell oder mit einem Muster-PROM. Die Adressierung kann sowohl dezimal als auch hexadezimal erfolgen. Währenddessen ist eine Kontrolle darüber möglich, ob die Daten richtig übertragen werden. Treten Fehler auf, so wird eine Unterbrechung wirksam. Wird das Programmiergerät mit einem Mikrorechner zusammengeschaltet, arbeitet das ganze System als Entwicklungssystem. Neben IS für die Konsumgüterelektronik sind besonders die **Halbleiterspeicher** von Tungsram interessant. Wir wollen das Typenprogramm hier vorstellen. **TM 101 PC** ist die Bezeichnung eines **64-Bit-RAM,** der voll dekodiert ist. Seine Organisation ist 64 Worte zu je 4 bit. Er verfügt über Open-Collector-Ausgänge, hat eine Umlaufzeit von max. 50 ns und ist in Schottky-Technologie aufgebaut. Sein Eingangsstrom beträgt max. 250 μA. Die internationalen Äquivalenztypen dieses und anderer Halbleiterspeicher sind in der Tafel zusammengestellt (nach Herstellerangaben).

Die IS **TM 106 PC** beinhaltet einen **(256 × 1)-Bit-RAM,** ebenfalls voll dekodiert, mit Three-State-Ausgängen. Dieser RAM hat drei Chip-Enable-Eingänge, ist also vorteilhaft auch in größeren Speichersystemen einzusetzen. **TM 107 PC** ist die Bezeichnung eines ihm entsprechenden RAM mit Open-Collector-Ausgängen.

TM 188 PC ist ein **(32 × 8) – BIT-PROM** mit offenen Kollektorausgängen. Die Verlustleistung wird mit 1,2 mW/bit angegeben, der Schaltkreis ist voll dekodiert. Wie alle weiteren noch genannten PROMs ist er TTL- und DTL-kompatibel. $U_S = 5\,V \pm 5\,\%$, $\vartheta_a = 0...70\,°C$, $U_{IL} \leq 0{,}8\,V$, $U_{IH} \geq 2{,}0\,V$, $I_S \leq 125\,mA$, $U_{OL} \leq 0{,}5\,V$ (typ. 0,35 V), $I_O \leq 100\,mA$.

Der **1-Kbit-PROM TM 601 PC** hat eine Organisation von 256 4-Bit-Worten und verfügt ebenfalls über Open-Collector-Ausgänge. Seine Programmierzeit wird mit 1 ms je Bit angegeben.

Der **PROM TM 621 PC** ist eine Variation des TM 601 PC, er hat lediglich Three-State-Ausgänge.

Mit 512 4-Bit-Worten ist der **2-Kbit-PROM TM 622 PC** organisiert, er verfügt über Three-State-Ausgänge. Seine technischen Daten stimmen im wesentlichen mit denen des TM 601 PC überein, ebenso die des **4-Kbit-PROM TM 624 PC,** der mit 512 8-Bit-Worten organisiert ist. Alle genannten Speicher werden in der Schottky-Technologie hergestellt.

Die Firma **Hiradastechnika Budapest** ist in der DDR als Hersteller von Geräten und Anlagen für die Nachrichtentechnik, besonders auch von Meßgeräten für die Rundfunk- und Fernsehtechnik, wohlbekannt. In Budapest stellte sie wieder mehrere Neuheiten vor. Das **TV-Oszilloskop TR-4364** ist zweikanalig und verfügt über einen (8 cm mal 10 cm)-Bildschirm. Die Signale beider Kanäle können gleichzeitig oder abwechselnd dargestellt werden, Additions- und Chopperbetrieb sind ebenfalls möglich. Der verarbeitbare Frequenzbereich geht bei DC-Kopplung von 0 bis 15 MHz, der Impuls-Klirrfaktor beträgt ± 3 %. Die maximale Eingangsspannung kann ± 350 V betragen.

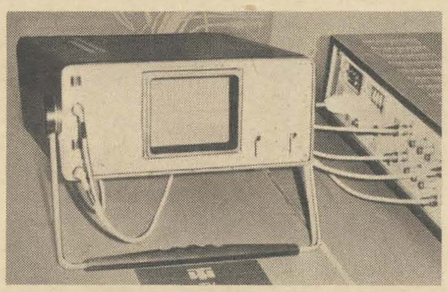


Bild 2: TV-Oszilloskop TR-4364, Hiradástechnika, UVR

Das **Digital-Multimeter TR-1698** hat eine $3^1/_2$stellige LED-Anzeige und ist für die Messung von Gleich- und Wechselspannungen, Gleich- und Wechselströmen und Widerständen geeignet. Mit ihm können auch Tests an bipolaren Transistoren vorgenommen werden, die Großsignalverstärkung und der Kollektor-Emitterstrom können ebenfalls gemessen werden. Nach einfachem Auswechseln der Frontplatte können diese Messungen unabhängig von den allgemeinen Strom- und Spannungsmessungen vorgenommen werden. Die Polarität wird automatisch angezeigt, der Nullabgleich und die Driftkompensation erfolgen auch automatisch.

Meßbereiche: 100 μV...2 kV, 1 μA...20 A, 0,1 Ω...20 MΩ, B = 2 000, I_{CE} = 20 μA bis 200 mA, Abmessungen 232 mm × 138 mm mal 40 mm, Masse 1,1 kg.

Die **Digitalmultimeter TR-1699/VO 14** und **TR-1699/VO 14 R** unterscheiden sich lediglich in ihren Abmessungen und Massen (132 mm × 483 mm × 290 mm und 4 kg, 90 mm × 210 mm × 260 mm und 2,6 kg). Sie sind gleichermaßen für Strom-, Spannungs- und Widerstandsmessungen und für die Prüfung von Transistoren geeignet, der Anzeigeumfang beträgt $3^1/_2$ Stellen (LED-Anzeige). Für Transistorprüfungen wird die Großsignalverstärkung B und der Kollektor-Emitter-Rückstrom I_{CE} gemessen. Die Meßbereichsumschaltung kann automatisch erfolgen, ebenfalls ist eine Fernsteuerung möglich. Ein PROM-Paar steuert die Betriebsarten. Die Signale für den Meßbereichswechsel werden von einem nach dem Ladungsausgleichsverfahren arbeitenden AD-Wandlerpaar gegeben. Meßbereiche: 100 μV...1 V ± (1,5 % des Meßwertes + 0,5 % des Bereiches), 1 μA...10 A ± (2 % des Meßwertes + 0,5 % des Bereiches), 100 mΩ...20 MΩ ± (1,5 % des Meßwertes + 0,1 % des Bereiches), B = 2000 ± (2,5 % des Meßwertes + 0,5 % des Bereiches), I_{CE} = 1 nA...20 mA.

Das **Meßgerät für nichtlineare Verzerrungen des Farbhilfsträgers TR 0774/Q 121** ermöglicht die Messung statischer Nichtlinearitäten, Phasendifferenzen und Amplitudendifferenzen. Die im Vergleich zu einem Bezugspegel gemessenen Werte werden digital auf einem vierstelligen LED-Tableau angezeigt. Die Messung mit dem Abtast-Speicherverfahren erfolgt gleichzeitig im statischen nichtlinearen, im differentiellen Phasen- und im differentiellen Amplitudenkanal, wobei das Gerät in jedem Kanal zwei Abtastspeicher betätigt. Die Messung läßt sich mit Hilfe einer internen Zeitsteuerung oder Handprogrammierung in jeder beliebigen aktiven Fernsehzeile oder in den Normprüfzeilen (VITS) durchführen.

Die interne Zeitsteuerung richtet sich nach dem fünfstufigen Treppensignal der 17. oder 330. Zeile, die Abtastung erfolgt an sechs Stellen. Bei Handprogrammierung ist die Zeit der Referenz- und Meßpunkte bestimmbar.

Im Gerät arbeitet eine Extremwert-Suchschaltung, die das Messen der statischen Nichtlinearität und auch die Direktanzeige

Einige Äquivalenztypen der Halbleiterspeicher von Tungsram, UVR (nach Tungsram-Unterlagen)

Tungsram	Intel	Intersil	TI	Gehäuse
TM 101 PC	3101	IM 5501	SN 7489	DIL-16
TM 106 PC	3106	IM 5523	SN 74S201	DIL-16
TM 107 PC	3107	IM 5533	SN 74S301	DIL-16
TM 188 PC	—	IM 5600	SN 74S188¹)	DIL-16
TM 601 PC	3601	IM 5603	SN 74S387	DIL-16
TM 621 PC	3621	IM 5623	SN 74S287	DIL-16
TM 622 PC	3622	IM 5624	SN 74S471¹)	DIL-16
TM 624 PC	3624	IM 5625	SN 74S472¹)	DIL-24

¹) nur funktionell ersetzbar

der Extremwerte der Differentialverzerrungen ermöglicht.
Bei der differentiellen Phasenmessung stellt das Gerät die Phase der internen Farbhilfsträger-Bezugsoszillatoren auf den PAL-Burst oder auf den Farbhilfsträger an der Bezugsstelle ein. Bei der Einstellung auf den Burst sorgt eine automatische Phasenschieberschaltung für den Ausgleich der Phasendifferenz zwischen Burst und Bezugspunkt.
Das Gerät enthält einen Meßsignalgenerator, mit dessen Hilfe es als selbständiges Instrument verwendet werden kann. Der Betrieb wird manuell, durch den HP- bzw. den IEC-Bus gesteuert.
Der Übertragung von Fernsehsignalen dient die **Mikrowellen-Übertragungsanlage TV 26-3**, die besonders für das industrielle Fernsehen empfohlen wird, da die Installation ohne Verlegen von Kabeln erfolgt. Die Trägerfrequenz liegt bei 10...11 GHz, die Anlage ermöglicht die Übertragung sowohl von Schwarzweiß- als auch von Farbsignalen bei einer Reichweite von 10 km.

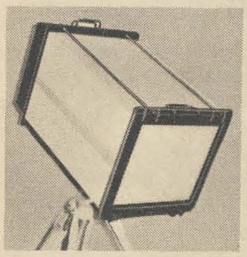


Bild 3: Mikrowellenübertragungsanlage TV 26-3, Hiradástechnika, UVR

Die Mikrowellen-Übertragungsanlage für Industrie-TV-Systeme stellt gleichzeitig eine zweiseitige Verbindung her. In der Hauptrichtung, also von dem Sender zum Empfänger, können durch Frequenzmodulation Video- und Zwischenträger-Tonsignale übertragen werden. In der Gegenrichtung vermag die Anlage die Fernsteuer- und Fernwählsignalgruppen des verwendeten TV-Systems in Pulskodemodulation zu übertragen. Wenn die Reichweite reduziert wird, ist die Übertragungsleitung in Gegenrichtung auch für die Übertragung von Toninformationen geeignet.
Für die DDR interessant ist das **Kassettendiktiergerät DK 20** von **Budapesti Rádiótechnikai Gyár** (BRG). Es arbeitet mit üblichen C-30-, C-60- und C-90-Kompaktkassetten, es hat als Zubehör Fußschalter, Kopfhörer und ein Schaltmikrofon für Aufnahme, Wiedergabe, schnellen Rücklauf und Stopp, das durch Sensortasten bedient wird. Sonderzubehör sind eine Schnellöschdrossel und ein Ohrbügel für die Sekretärin. Der Aufnahmepegel wird automatisch geregelt, die Wiedergabe erfolgt mit Hilfe des internen Lautsprechers, des Mikrofons und des Kopfhörers. Die Bandgeschwindigkeit kann bei Wiedergabe und Vorlauf um ± 15 % geregelt werden. Ein Bandzählwerk für die Lokalisierung der Diktate ist vorhanden.

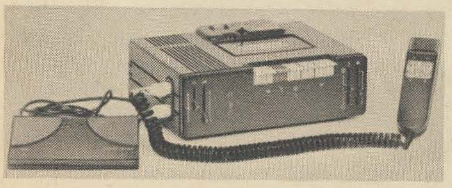


Bild 4: Kassettendiktiergerät DK-20, BRG, UVR Werkfoto

Technische Daten:

Betriebsspannung	220 V, 50 Hz
Bandgeschwindigkeit	4,76 cm/s ± 2 %
Gleichlaufschwankungen	≦ 0,4 %
Mikrofonempfindlichkeit	0,2 mV (1 kHz)
automatische Pegelregelung	6 dB/60 dB
Ausgangsspannung	200 mV
Ausgangsleistung	0,5 W
Klirrfaktor	
am Spannungsausgang	≦ 3 %
am Leistungsausgang	≦ 10 %
Signal-Rausch-Abstand	≧ 40 dB (A)
Amplituden-Frequenzbereich	250...6 300 Hz $^{+3\,dB}_{-6\,dB}$
Leistungsaufnahme	15 VA
Abmessungen	264 mm × 200 mm mal 90 mm
Masse	3,2 kg

Der **Transientenanalysator 5500/2** von **Elektronikus Mérőkészülékek Gyára** (EMG) ist aus der Signalform-Analysatorenreihe 5500 (TR-4910) aufgebaut. Er besteht aus den Systemteilen 55141 (TR-4910/11, Digitalisierer), 55100 (TR-4910/8, Signalformspeicher), 55110 (TR-4910/9, Prozessor). Der Signalformspeicher hat eine Speicherkapazität von 4 096 × 8 bit und kann folgende Organisationsformen haben: 4 × 1 KByte, 2 mal 2 KByte, 1 × 4 KByte. Er hat drei unabhängige Eingänge und Ausgänge für eine Katodenstrahlröhre, Drucker, Plotter, Magnetbandgerät und für den EMG-Rechner 666.

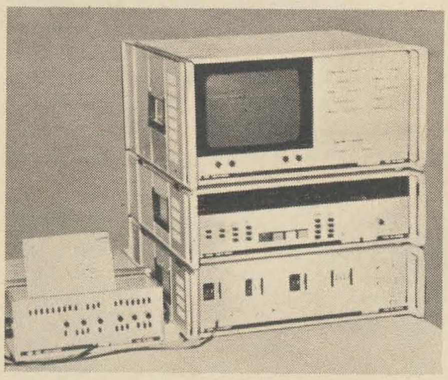


Bild 5: Transientenanalysator 5500/2, EMG, UVR

Hiradástechnikai Ipari Kutató Intézet (HIKI) stellte u. a. **LCD-Anzeigeeinheiten** unterschiedlicher Größen, Umfänge und Farben vor, die nach Aussagen des Standpersonals lieferbar sein sollen. Es handelt sich um einfache Siebensegmentanzeigen, um solche für alphanumerische Angaben, um 3½stellige mit vor- und nachgestelltem Dezimalpunkt, Vorzeichen, Tilde, vierstellige, achtstellige. Wir unterschieden folgende Farben: schwarz auf gold, gold auf schwarz, blau auf rosa, gold auf rot, rot auf silber, rot auf gold, rot auf grün, schwarz auf weiß. Ansteuerspannung 3...10 V (eff.), Frequenz 20...800 Hz bei 5 V (eff.), Stromaufnahme 50...70 µA, Kapazität 600...900 pF, ϑ_a = 0...55 °C, ϑ_s = —10...55 °C.

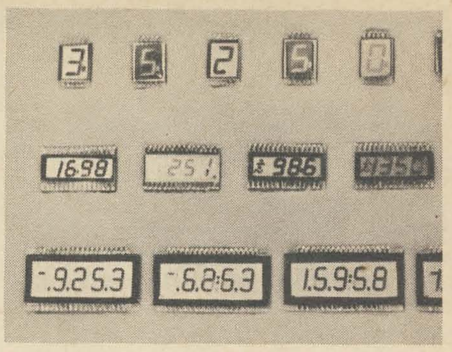


Bild 6: Flüssigkristallanzeigen, HIKI, UVR

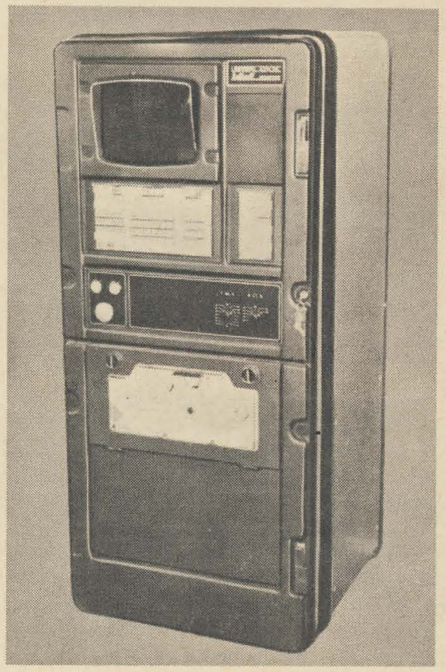


Bild 7: CNC-Steuerung Unimeric 200-700, Vilati, UVR
Fotos: Schlegel (6)

Der Anwendung in numerischen Steuerungen dient das **16-Bit-Mikrorechnersystem Unimeric 200-700** von **Vilati.** Es steuert Werkzeugmaschinen, Zeichentische, galvanische Anlagen u. ä. Leider waren keine Auskünfte über den Aufbau dieser CNC-Steuerung zu erhalten.
Abschließend sei noch eine neue **TTL-Familie 74F** von **Fairchild** (USA) erwähnt, werbewirksam als FAST (Fairchild Advanced Schottky TTL) bezeichnet. Mit dieser neuen Schottky-Technologie können höhere Schaltgeschwindigkeiten selbst gegenüber der herkömmlichen Schottky-TTL erreicht werden (2,25 ns gegenüber 3,55 ns bei STTL, 15 pF kapazitive Last). Die IS werden in Isoplanar-II-Technik erzeugt, die sehr platzsparend ist. Die mittlere Verlustleistung liegt bei 4 mW/Gatter.

W. E. Schlegel

Automatische Digitalisierung mehrfarbiger Leiterplattenentwurfsskizzen

Dr.-Ing. WERNER SCHMIDT und
Dr.-Ing. ROLF STREUBEL

Der Beitrag weist einleitend auf die Bedeutung der rationellen digitalen Erfassung grafischer Daten hin und beleuchtet kurz einige Gesichtspunkte der Realisierung entsprechender Geräte. Anschließend werden Wirkungsweise und grundsätzlicher Aufbau einer Einrichtung zur automatischen Digitalisierung von Leiterplattenentwurfsskizzen vorgestellt.

Bekanntlich steht die Effektivität der Datenerfassung derzeit noch immer beträchtlich hinter dem Leistungsniveau der Datenverarbeitung und -ausgabe zurück. Das trifft insbesondere auf die immer mehr geforderte direkte Umsetzung grafischer Vorlagen in digitale Steuerdaten (Digitalisierung) für NC-Zeichenmaschinen, NC-Fertigungsmaschinen usw. zu. Die zu digitalisierenden Unterlagen sind zu einem beträchtlichen Teil großflächige, z. T. mehrfarbige und manuell angefertigte Primärdokumentationen für technische Fertigungsunterlagen, Kartierungszwecke usw. Die in digitale Form überführten grafischen Darstellungen lassen sich vorteilhaft in Datenverarbeitungsanlagen auswerten, ergänzen, modifizieren und auf unterschiedlichen, der weiteren Verwendung angepaßten Geräten ausgeben bzw. abspeichern (Bild 1). Diese Möglichkeiten lassen sich jedoch erst durch die Automatisierung des Digitalisiervorganges ausschöpfen, weil hierdurch die Effektivität der Datenerfassung gewährleistet und zudem eine Erhöhung der Erfassungsgenauigkeit, Verringerung der Fehlerrate, Einsparung von Arbeitskräften sowie Vermeidung von monotoner Routinearbeit erreicht werden kann.

Im internationalen Maßstab sind bereits Geräte zur automatischen Erfassung von Diagrammen [1], Katasterplänen [2] und automatische Nachführeinrichtungen für Schweißbrennautomaten [3] bekannt geworden. Ein weiterer Versuch zur Lösung dieser Problematik auf dem Teilgebiet der automatischen Digitalisierung von Leiterplattenentwurfsskizzen wurde an der Technischen Hochschule Karl-Marx-Stadt, Sektion Informationstechnik, in Zusammenarbeit mit dem Institut für Nachrichtentechnik Berlin unternommen.

Im Prozeß der industriemäßigen Herstellung von Leiterplatten wird nach wie vor ein großer Teil der Leiterbilder manuell entworfen. Dabei entsteht eine symbolhafte Entwurfsskizze, aus der durch Digitalisierung die zur Herstellung der Druckstockzeichnung bzw. des Glasoriginals notwendigen Steuerdaten für NC-Zeichenmaschinen gewonnen werden können (Bild 2).

Die Leiterplattenentwurfsskizzen weisen einige spezielle Eigenschaften auf, die eine automatische Erfassung erleichtern. Dazu gehören die Rastergebundenheit der Darstellung, die einfache und genormte Symbolik sowie der mögliche Verzicht auf alphanumerische Zeichen.

Das an der TH Karl-Marx-Stadt entwickelte Gerät ist für die automatische Digitalisierung von Leiterplattenentwurfsskizzen vorgesehen, die folgende Eigenschaften besitzen:

- Formatgröße bis 800 mm $\times$ 1 000 mm
- glattweißes Papier mit schwach kontrastiertem Rasteraufdruck im Entwurfsraster 2,5 mm
- Kodierung verschiedener Lötaugendurchmesser und Leiterzugbreiten durch Anwendung farbiger Tusche- oder Faserschreiber
- Ausführung als Freihandskizze für Leiterplatten mit beliebigem Schwierigkeitsgrad entsprechend TGL 25 016

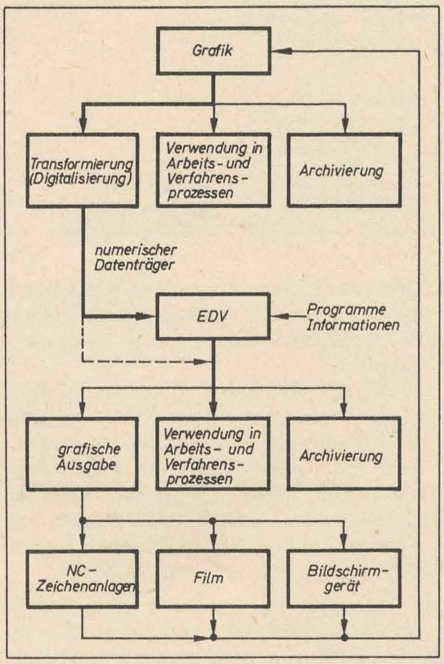


Bild 1: Prinzipbild der grafischen Datenverarbeitung

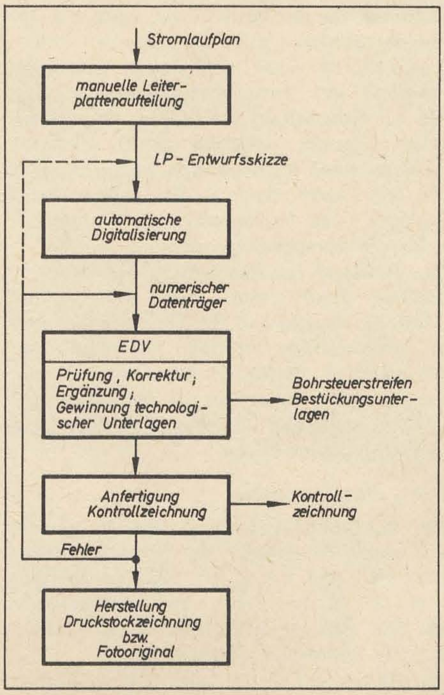


Bild 2: Verfahrensablauf des Leiterplattenentwurfes

- Leiterzugstrichbreiten etwa 0,5 mm
- Lötaugensymbol-Durchmesser etwa 2 mm (begrenzt durch Vordruckkreis)
- keine Ausrückungen der Lötaugen, Knick- und Verzweigungspunkte aus dem Raster
- keine Flächen
- keine alphanumerischen Zeichen.

Gerätesystem

Die automatische Digitalisierung verlangt technische Mittel für zwei Funktionskomplexe:

- die Umwandlung der grafischen Vorlage in ein digitales elektrisches Abbild zur maschinellen Bearbeitung
- die Auswertung der digitalen Bildinformation durch Erkennen der signifikanten Symbole und Aufbereiten einer Datenstruktur, in der die zu erfassende grafische Vorlage in einer maschinensprachähnlichen Form beschrieben wird.

Die Realisierung eines technischen Systems wird wesentlich von der Art der Erfassung der Bildvorlage bestimmt und kann auf der Basis weniger Grundprinzipien konzipiert werden [4]:

- bildpunktweise Zerlegung des gesamten Bildes mit zeilenweiser Abtastung der Vorlage und Zwischenspeicherung des Bildes
- zeilenweise Abtastung mit unmittelbar anschließender Vorverarbeitung einzelner Zeilen oder Zeilengruppen
- kurvenfolgende Abtastung
- bildausschnittweise Erfassung der grafischen Vorlage mit Kombination der zeilenweisen und der kurvenfolgenden Abtastung.

Bei der Auswahl eines geeigneten Arbeitsprinzips waren folgende Parameter zu beachten, die sich aus den einleitend genannten Forderungen an die Entwurfsskizzen ergaben: Für die Strichbreite von etwa 0,5 mm wurde eine Auflösung von etwa 0,25 mm als ausreichend angesehen. Aus dem vorgesehenen Format ergeben sich somit 3 200 $\times$ 4 000 gleich 12,8 $\cdot$ 10^6 Bildpunkte. Eine vollständige Zwischenspeicherung der Vorlage ist mit vertretbarem Speicheraufwand nicht sinnvoll. Die Zwischenspeicherung einzelner Zeilen ist aus verarbeitungstechnischen Gründen ebenfalls nicht zweckmäßig, da der strukturelle Zusammenhang einzelner Leiterzüge nicht erhalten bleibt und über komplizierte Zwischenspeicherungen und Speicherverwaltung wieder reproduziert werden muß.

Aus verarbeitungstechnischer Sicht bietet der Kurvenfolger die besten Voraussetzungen, da hierbei jeweils ein Leiterzuggebilde in seinem strukturellen Zusammenhang erfaßt werden kann. Da bei einem einfachen, linienfolgend gesteuerten Abtastpunkt die Erkennung und Behandlung der Lötaugen

und Verzweigungspunkte äußerst kompliziert ist, wurde ein Verfahren entwickelt, das nur einen kleinen Bildausschnitt erfaßt und diesen durch ein geeignetes Positioniersystem so über die gesamte Vorlage bewegt, daß eine kurvenfolgende Erfassung der einzelnen Leiterzuggebilde erfolgt. Durch eine zweckmäßig gewählte Größe des Bildausschnittes ist für die Zwischenspeicherung des elektrischen Abbildes wenig Speicherplatz erforderlich. Andererseits ist die Erkennung der Lötaugensymbole und der wesentlichen Linienpunkte wie Knick- und Verzweigungspunkte aus einem Bildausschnitt möglich.

Den prinzipiellen Aufbau eines auf dem entwickelten Verfahren beruhenden Gerätesystems zeigt Bild 3.

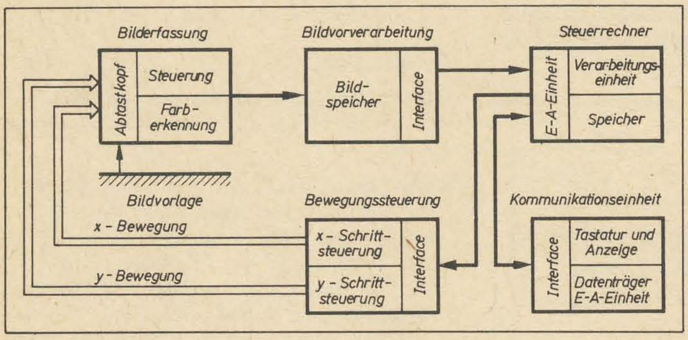


Bild 3: Prinzip des automatischen Digitalisiergerätes

Entsprechend den vier Hauptfunktionen gliedert sich das Gerätesystem in folgende Komplexe:

- Abtastkopf mit Steuer- und Kontrolleinrichtung
- Bildvorverarbeitung und Bildeingabeeinheit
- Steuerrechner mit Bedieneinheit und Datenausgabeeinheit
- Bewegungseinrichtung mit Schrittmotorsteuerung.

Zur Erfassung der grafischen Vorlage wird der Abtastkopf mit der Bewegungseinrichtung derart über die Vorlage bewegt, daß eine vollständige Bildaufnahme Ausschnitt für Ausschnitt erfolgt. Um den Vorteil der kurvenfolgenden Erfassung zu nutzen, ist dieser Bewegungsablauf in zwei Phasen unterteilt. Zu Beginn der Erfassung wird eine Suchbewegung eingeleitet, indem der Abtastkopf mäanderförmig über die Vorlage bewegt wird. Erscheint im Bildausschnitt ein Lötauge oder ein Linienabschnitt, so wird die Suchbewegung abgebrochen und durch Nachfahren der Linienzüge ein Leiterzug vollständig erfaßt. Die notwendige Steuerinformation für die Nachfahrsteuerung wird durch die Auswertung der Bildinformation des jeweiligen Bildausschnittes gewonnen. Durch eine zweckmäßige Abspeicherung der wichtigsten Informationspunkte eines Leiterzuges (z. B. Endpunkte, Verzweigungspunkte sowie Lötaugen) wird eine wiederholte Abtastung des gleichen Leiterzuges vermieden, indem diese bekannten Punkte bei der Suchbewegung übergangen werden.

Erfassung

Prinzip

Die optoelektrische Umsetzung der grafischen Vorlage in digitale elektrische Signale erfordert zwei Hauptfunktionen: die Rasterung in Bildpunkte und die Quantisierung der Farbinformationen der Bildpunkte. Bei der Auswahl geeigneter Rasterverfahren sind folgende Kriterien zu berücksichtigen: Formatgröße der Vorlage, Art der Grafik und damit notwendige Auflösung der Bildrasterung, Art der Auswertung der erfaßten Informationen und gewünschte Erfassungsgeschwindigkeit.

Die Rasterung kann mit technisch unterschiedlichen Prinzipien erfolgen (siehe auch [4]):

- Abtastung der Vorlage mit einem Lichtpunkt. Wegen der Lichtstreuung auf der Papieroberfläche ist die erreichbare Auflösung auf 0,3 mm [1] begrenzt. Die völlige Abdunklung der Vorlage ist erforderlich.
- Optische Ausblendung eines Bildpunktes durch mechanisch bewegte Bildblenden. Die erfaßbare Punktzahl ist konstruktiv begrenzt.
- Punktweise Abtastung in einem das Bild erfassenden fotoelektrischen Wandler (z. B. Endikon). Hier entsteht insbesondere bei Farberfassung ein hoher Aufwand. Die derzeit bekannten Wandler gestatten auf Grund ihrer begrenzten Punktzahl nicht die Gesamterfassung der Vorlage mit ausreichender Auflösung.

Die Quantisierung realisiert die Einordnung der Färbung des Vorlagenpunktes in bestimmte Klassen. Während zur Ermittlung von Grauabstufungen die Analyse der Lichtintensität [5] ausreicht, ist für die Erkennung bunter Farben die spektrale Intensitätsanalyse des Lichtsignals unumgänglich. Je nach geforderter Leistungsfähigkeit der Farbunterscheidung können die zur Auswertung benötigten lichtelektrischen Signale entweder durch einfache Analyse eines festliegenden Spektralgebietes oder auch durch meist zeitparalleles Zerlegen des Vorlagenlichtes in mehrere spektrale Komponenten erzeugt werden.

Der Aufwand zur Auswertung der fotoelektrischen Farbsignale wird entscheidend durch die Anzahl und die Eigenschaften der zu erkennenden Farben bestimmt. Leistungsfähige Verfahren beruhen auf dem Vergleich der Vorlagenfarbe mit einem Satz genormter Farben und ihrer Zuordnung zur nächstähnlichen Farbe.

Erfassungseinrichtung

Die Erfassungseinrichtung (Bild 4) besteht aus einem Abtastkopf, der über der Leiterplattenvorlage mit einem NC-Koordinatentisch im 2,5-mm-Raster frei positionierbar ist. Die Bewegungsbefehle hierzu werden von der Bildauswertung geliefert.

Der Abtastkopf rastert einen quadratischen Bildausschnitt der Vorlage (2,75 mm Kantenlänge) mit Hilfe einer rotierenden Blendenscheibe in Anlehnung an das Nipkow-Prinzip zeilenweise in 11 × 11 Bildpunkte.

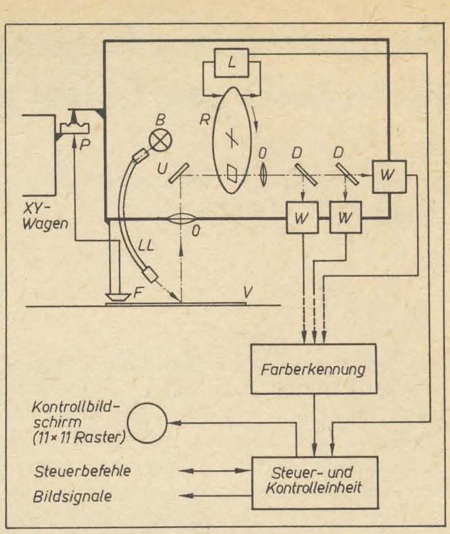


Bild 4: Schematische Darstellung des Abtastkopfes
B Beleuchtung; D dichroitischer Spiegel; F pneumatische Fühldüse; L Lichtschranke; LL Lichtleitkabel; O Optik; P pneumatisches Höhenstellglied; R Bildrasterungsscheibe; U Umlenkspiegel; V Vorlage; W Fotovervielfacher

Die zur punktrichtigen seriellen Abspeicherung der Informationen in den Bildspeicher und zur Steuerung des Abtastablaufes durch die Steuer- und Kontrolleinheit benötigten Synchronisationsimpulse werden über Lichtschranken von entsprechenden Spuren der Scheibe gewonnen.

Die optisch exakte Abbildung des Vorlagenausschnittes auf die Bildrasterungsscheibe wird durch eine nach dem Prinzip Düse/Prallplatte arbeitende pneumatische Dingweitenregelung garantiert, die in einem Bereich von etwa 2 mm die Unebenheiten der Vorlage ausgleicht. Die Abtastung eines Vorlagenausschnittes dauert minimal 2 ms.

Das ausgeblendete Licht des Bildpunktes (Durchmesser 0,25 mm) zerlegen dichroitische Spiegel in die spektralen Komponenten Rot, Grün und Blau. Nach der Umwandlung dieser Lichtsignale in elektrische Signale durch zehnstufige Fotovervielfacher sind die Voraussetzungen für eine leistungsfähige Farbunterscheidung geschaffen. Die spektralen Empfindlichkeiten der fotoelektrischen Wandler müssen im sichtbaren Bereich liegen, weil die Untersuchung der spektralen Remission von Farben auf Papier die Nichtunterscheidbarkeit von Farben im Infrarotbereich oberhalb 800 mm und im ultravioletten Gebiet unterhalb 370 mm ergeben hat (Bild 5). Die Farberkennungseinheit muß einigen, in bisher bekanntgewordenen Verfahren [1] nicht berücksichtigten Anforderungen der skizzenhaften Vorlage genügen:

- richtige Zuordnung der Vorlagenfärbung zur zutreffenden Normfarbe trotz starker Schwankungen der Farbeigenschaften durch Änderung der Farbschichtdicke und Farbstoffqualität
- exakte Wiedergabe der Konturkanten zwischen Papierträger und Färbung unter diesen Bedingungen.

Das angewendete Verfahren berücksichtigt dies durch getrennte Auswertung von Farbton (zur Farbzuordnung zu einer der Normfarben) und Farbsättigung (zur Bestimmung der Lage der Konturgrenze).

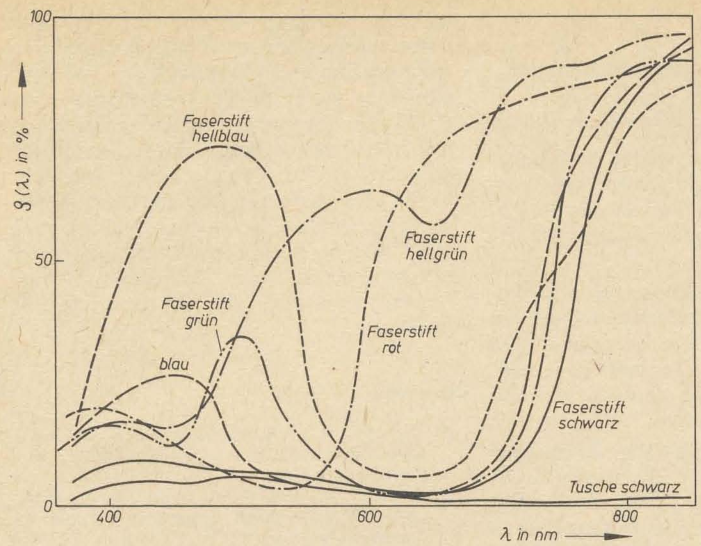


Bild 5: Spektrale Remissionskurven verschiedener Farben auf weißem Papier

Bild 6 zeigt das Prinzipbild der Erkennungseinheit und Bild 7 die prinzipielle Lage der Farbflächen in der Farbtafel. Der Farbton wird ermittelt durch Vergleich der Vorlagenfärbung mit dem Satz der Normfarben. Dabei kennzeichnet der kleinste Wert

$$V_j = \sum_i |P_{ij} - P_i|$$

P_{ij} = Fotosignal des Fotovervielfachers i bei der genormten Vorlagenfarbe j

P_i = aktuelles Fotosignal des Fotovervielfachers i

V_j = Vergleichssignal bezüglich Vorlagenfarbe j

die jeweils ähnlichste Normfarbe. Technisch wird das durch Vergleicher und eine spezielle, empfindliche Minimumsuchschaltung realisiert.

Das entsprechende Vergleichssignal bezüglich der Trägerfarbe F_T (Papier)

$$V_T = \sum_i |P_{iT} - P_i|$$

kennzeichnet die Farbsättigung. Es wird benutzt, um über entsprechende Teilfärbungsschwellwertschalter S_j die Ausgabe des in der Minimumsuchschaltung als ähnlichste Farbe gefundenen Farbkennzeichens F_j zu ermöglichen bzw. mit zwei die absolute Trägerähnlichkeit und die Helligkeit aus-

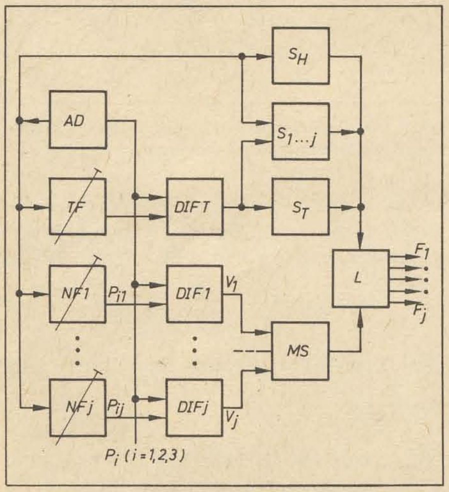


Bild 6: Blockbild der Farberkennungseinheit

AD Addierer der Fotosignale; DIF Differenz- und Betragsbildung; F Farbkennzeichen; L Logik; MS Minimumsuchschaltung; NF Normfarbpegelerzeugung; S Schwellwertschalter für Helligkeit S_H, Trägerähnlichkeit S_T und Farbsättigung S_j; TF Trägerfarbpegelerzeugung

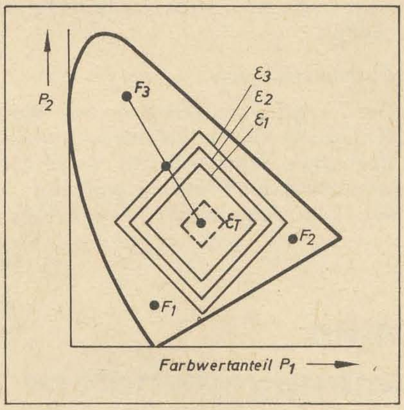


Bild 7: Prinzip der Farberkennung

ε_T Schwellwertgrenze Trägerfarbe; $\varepsilon_1 \ldots \varepsilon_j$ Schwellwertgrenze der Vorlagenfarben $F_1 \ldots F_j$

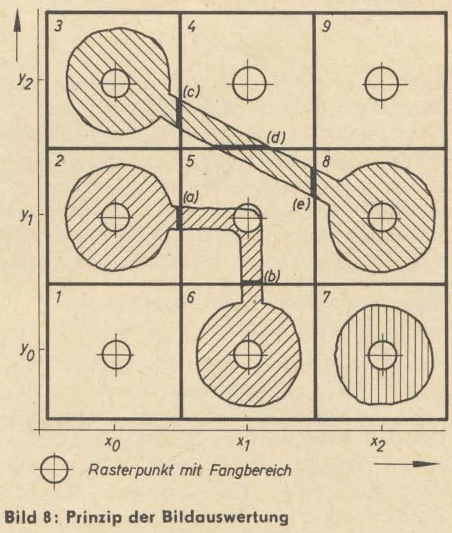


Bild 8: Prinzip der Bildauswertung

10 kein Symbol
20 Anfangslötauge, Fortsetzung über a); Übergang zur Nachfahrbewegung (Ausschnitt 5)
05 Linienelement a–b; gestützt über Rasterpunkt, Fortsetzung über b) (Ausschnitt 6)
06 Endlötauge, Fortsetzung der Suchbewegung
30 Anfangslötauge, Fortsetzung über c); Nachfahrbewegung
04 Linienelement, nicht gestützt über Rasterpunkt
05 siehe 04
08 Endlötauge, Fortsetzung der Suchbewegung
40 kein Anfangssymbol
50 Bewertet in der Nachfahrbewegung
60 siehe 50
70 selbständiges Lötaugensymbol
80 siehe 50
90 kein Symbol

wertenden Komparatoren die Farbe Schwarz zu erkennen.

Durch die Steuerung der Schwellwerte mit der Bildpunkthelligkeit lassen sich Farbsignalschwankungen infolge Veränderungen von Beleuchtungsstärke, Fotowandlerempfindlichkeit, Farbhelligkeit usw. weitgehend kompensieren.

Das Verfahren zeichnet sich durch hohe Empfindlichkeit und leichte Umstellbarkeit des Normfarbensatzes durch Veränderung der Pegel P_{ij} sowie der zugehörigen Sättigungsschwellwerte ε_j zur Konturerkennung aus.

Eine Erweiterung der in einem Versuchsmuster realisierten Unterscheidbarkeit dreier bunter Farben und Schwarz auf eine größere Zahl ist technisch möglich, schränkt aber die zulässigen Farbschwankungen beträchtlich ein.

Bildauswertung

Ausgehend von dem digitalen rasterpunktweise erfaßten Bildausschnitt erfolgt die Auswertung nach folgenden Zielstellungen:

- Auswertung des unmittelbaren Bildausschnittes zur Erkennung der Stützpunkte der Leiterzüge, wie beispielsweise der Anfangspunkte, der Lötaugen, Knick- und Verzweigungspunkte. Dazu werden die grafischen Symbole innerhalb des Bildausschnittes, deren Farbwerte und Position zueinander ermittelt
- Ableitung der Steuerinformationen zur Organisation der Nachfahr- und Suchbewegung aus dem Bildinhalt
- Beschreibung der gesamten Bildstruktur, indem die einzelnen Leiterzüge mit Hilfe der entsprechenden Stützpunkte und aus dem Ablauf der Nachfahr- und Suchbewegung in einer vereinbarten Datenstruktur beschrieben und auf einem Datenträger ausgegeben werden.

Das Prinzip der Bildauswertung wird im Bild 8 gezeigt.

Die Auswertung eines Bildausschnittes beginnt mit der Ausfilterung der Punkte des auszuwertenden Symbols aus der Menge aller Bildpunkte. Dabei ist es ausreichend, nur die Konturpunkte zu erfassen. Ist von einem Bildausschnitt noch keinerlei Information bekannt, wird ein eventuell vorhandenes Symbol durch Suchen gefärbter Bildpunkte ermittelt.

Liegt ein Symbol vor, so wird als erstes geprüft, ob alle Punkte des Symbols innerhalb des Bildausschnittes liegen. Stoßen Bildpunkte am Rand des Bildfensters an, so wird hieraus die Position für den Bildausschnitt ermittelt, in dem das Symbol fortgesetzt wird. Dieser Steuerungsmodus entspricht einer Nachfahrbewegung. Im anschließenden Bildausschnitt wird über die Randpunkte des vorherigen Ausschnittes die Fortsetzung gefunden, so daß beispielsweise zusammenhängende Leiterzugabschnitte erfaßt werden. Dadurch ist es möglich, selbst mehrere in einem Fenster liegende Leiterzugabschnitte zu unterscheiden und als nicht zusammenhängend zu erfassen. Aus der Kontur des jeweiligen Symbols innerhalb des Bildausschnittes werden eine Reihe Informationen ermittelt:

● Prüfung der Abgeschlossenheit

Die Abgeschlossenheit sagt aus, daß genügend Konturpunkte innerhalb eines Bildausschnittes liegen, um die Form des darge-

stellten Symbols zu erkennen. Ist das nicht der Fall, erfolgt eine Rückweisung.

- Lötaugenerkennung

Es wird geprüft, ob sich im Bildausschnitt ein Lötaugensymbol befindet. Liegt ein Lötauge vor, wird es der Position des nächstliegenden Entwurfsrasterpunktes zugeordnet und sein Farbkennzeichen bestimmt. Die Informationen werden zur Ausgabe bereitgestellt.

- Stützpunktauswertung

Die Leiterzüge werden über die Stützpunktkoordinaten des Entwurfsrasters beschrieben. Um beliebige Winkel zuzulassen, wird eine Stützpunktberechnung durchgeführt, indem jeweils geprüft wird, ob ein Rasterpunkt hinreichend nahe bei dem gefundenen Linienabschnitt liegt, um das Symbol auf diesen Punkt zu beziehen. Dadurch können Linien auch über mehrere Raster versetzt werden, ohne daß deren Lage verfälscht wird (s. Bild 8, Leiterzug 3–8).

- Leiterzugauswertung

Sie beinhaltet die Erfassung des Farbwertes des Leiterzuges, einen möglichen Wechsel des Farbwertes und die Ermittlung des Verzweigungsgrades anhand der Austrittsstellen aus dem Bildfenster. Es wird unterschieden in

Verzweigungsgrad 1: Anfangs- oder Endpunkt
Verzweigungsgrad 2: Linienabschnitt oder Knickpunkt
Verzweigungsgrad > 2: Verzweigungspunkt.

Da die exakte Berechnung des Knickpunktes innerhalb eines Bildfensters sehr aufwendig ist, wird der Knickpunkt aus der Position dreier benachbarter Stützpunktkoordinaten berechnet.

Um eine vollständige Erfassung sich verzweigender Leiterzüge zu erreichen, werden alle Verzweigungspunkte gespeichert. In Verbindung mit einer zweckmäßigen Speicherorganisation können dadurch alle Leiterzugzweige erfaßt werden.

Anhand der Gesamtheit aller Stützpunkte und ihrer gegenseitigen Zuordnung sowie deren Farbwerte ist es möglich, die Topologie des Entwurfes auf einem Datenträger in einer geeigneten Maschinensprache auszugeben.

Zusammenfassung

Das vorgestellte Verfahren zur digitalen Umsetzung von Leiterplattenentwurfsskizzen stellt einen weiteren Schritt zur effektiveren Gestaltung der Erfassung grafischer Daten dar. Mit dem aufgebauten Labormuster konnten wertvolle Erfahrungen bei der automatischen Digitalisierung skizzenhafter, mehrfarbiger und großformatiger Vorlagen gewonnen und damit theoretische und praktische Vorarbeiten für die Entwicklung industriell anwendbarer Digitalisiergeräte geleistet werden. Es zeigen sich Möglichkeiten, das Verfahren in modifizierter Form auch für andere Anwendungsgebiete wie die Erfassung von Layout-Zeichnungen der Mikroelektronik, von Rohrleitungsplänen, Farbmustervorlagen der Textilindustrie usw. zu nutzen.

Literatur

[1] Petrenko, A. J.: Avtomatičeskij vvod grafikov v elektronnye vyčislitel'nye mašiny. Moskau: Verlag Energija 1968

[2] Walcher, H.; Süß, K.-H.: Digitalisierung grafischer Vorlagen durch automatische Kurvenabtastung. Steuerungstechnik 3 (1970) H. 4, S. 114 bis 119

[3] Röhr, H.: Automatische Steuerung mit fotoelektrischer Abtastung. Siemens-Zeitschrift 39 (1965) H. 9, S. 1089–1091

[4] Streubel, R.: Erfassung grafischer Informationen – eine Voraussetzung für die grafische Datenverarbeitung. Feingerätetechnik 24 (1975) H. 12, S. 550–553

[5] Haenel, S.; Speck, N.: Schaltungsprinzipien eines digitalen Lichtpunktabtasters. radio fernsehen elektronik 20 (1971) H. 8, S. 241–245

Zu praktischen Problemen bei linearen Strom-Spannungswandlern

CLAUS KÜHNEL

Die Strommessung läßt sich mit Strom-Spannungswandlern bequem auf eine Spannungsmessung, die z. B. mit Hilfe von Digitalvoltmetern sehr genau durchgeführt werden kann, zurückführen. Mit Operationsverstärkern, die zu einer stromgesteuerten Spannungsquelle geschaltet werden, wird die Strom-Spannungswandlung auf einfache Weise ermöglicht. Ziel des Beitrages ist die Betrachtung der bei der Wandlung von kleinen Strömen (Größenordnung Nanoampere und darunter) auftretenden Probleme.

Prinzip der Strom-Spannungswandlung mit Operationsverstärker

Zur Strom-Spannungswandlung hat sich die Schaltungsstruktur nach Bild 1 in vielen Einsatzfällen bewährt. Ausgehend von den Eigenschaften des idealen Operationsverstärkers ($U_{off} = 0$, $v_{diff} \to \infty$, $I_e = 0$) und der Beschreibung der Quelle mit einer Stromquellenersatzschaltung gilt nach Bild 1

$$-U_a = I_q R \qquad (1)$$

Der Widerstand R bestimmt damit unmittelbar die Größe der Ausgangsspannung.

Bei der Wandlung im angegebenen Strombereich wird dieser Widerstand zur Erreichung auswertbarer Ausgangsspannungen am Operationsverstärker beträchtliche Werte erreichen. Um beispielsweise bei einem Strom $I_q = 1$ nA eine Ausgangsspannung $U_a = -1$ V zu erhalten, wird ein Widerstand der Größe $R = 1$ GΩ benötigt.

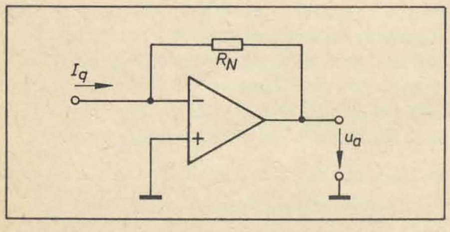


Bild 1: Prinzip der Strom-Spannungswandlung mit Operationsverstärker

Nachdem in [1] auf den Einfluß realer Operationsverstärkereingangsparameter auf die statische Kennlinie von Strom-Spannungswandlern eingegangen wurde, werden im folgenden die dynamischen Eigenschaften speziell des linearen Wandlers betrachtet.

Eigenschaften der Strom-Spannungswandlergrundschaltung

Ausgangspunkt der Betrachtungen soll die bereits im Bild 1 gezeigte Schaltung des Strom-Spannungswandlers sein. Beim Einsatz von hochohmigen Rückführungswiderständen zeigt sich eine starke Reduzierung der erreichbaren Grenzfrequenz. Verantwortlich dafür ist die nicht mehr zu vernachlässigende Parallelkapazität des Rückführungswiderstandes. Messungen an einigen Schichtwiderständen unterschiedlicher Widerstandswerte ergaben Parallelkapazitäten von $C \approx 0{,}2$ pF. Im Bild 2 wird diese Kapazität für die Analyse des Übertragungsverhaltens berücksichtigt.

Unter der Voraussetzung eines idealen Operationsverstärkers erhält man für das Übertragungsverhalten der Schaltungsstruktur nach Bild 2 die Beziehung

$$-U_a(p) = \frac{R_N}{1 + pR_N C_N} I_q(p) \qquad (2)$$

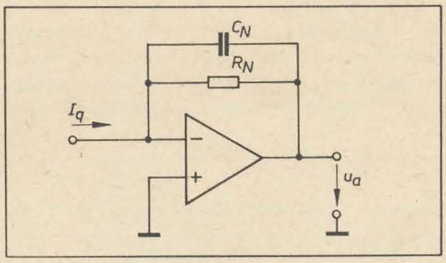


Bild 2: Berücksichtigung der parasitären Rückführungskapazität im Strom-Spannungswandler

wobei p die komplexe Frequenz ($p = \sigma + j\omega$) bezeichnet. Der Frequenzgang der Rückführung berechnet sich aus Gl. (2) zu

$$T_R(\omega) = \frac{R_N}{(1 + \omega^2 R_N^2 C_N^2)^{1/2}} \qquad (3)$$

Die 3-dB-Grenzfrequenz liegt damit bei

$$\omega_g = \frac{1}{R_N C_N}.$$

Bild 3 zeigt den gemessenen Frequenzgang eines Wandlers mit einem Widerstand $R_N = 1$ GΩ in der Rückführung. Der gemessene Verlauf zeigt gute Übereinstimmung mit der nach Gl. (3) berechneten Grenzfrequenz.

Bei der Messung kleiner Signalgrößen ist dem Rauschen der Meßanordnung beson-

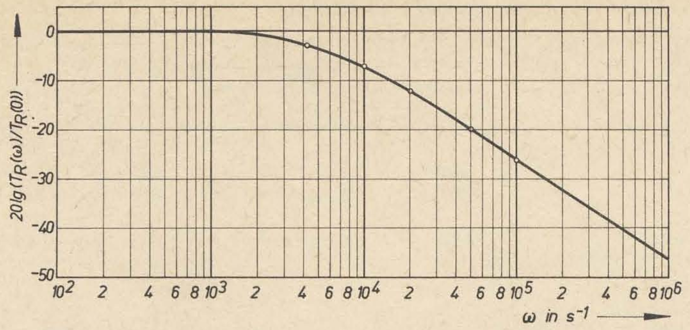


Bild 3: Rauschersatzschaltung für die Schaltung im Bild 2

dere Beachtung zu schenken. Das Rauschen des Operationsverstärkers soll durch eine auf den Eingang bezogene Rauschspannungsquelle Berücksichtigung finden. Da in Herstellerunterlagen häufig Angaben über das Spektralverhalten von Rauschkenngrößen fehlen, macht sich u. U. ein Ausmessen des verwendeten Operationsverstärkers erforderlich. Charakterisiert wird das Rauschverhalten eines Operationsverstärkers durch eine Ersatzrauschspannungsquelle und eine Ersatzrauschstromquelle am Eingang des nun als rauschfrei gedachten Verstärkers [2]. Die Ersatzrauschstromquelle ist mit den Eingangsströmen des Operationsverstärkers verknüpft, so daß im Fall sehr kleiner Eingangsströme, wie sie für Operationsverstärker mit FET-Eingangsstufen charakteristisch und die vorliegende Meßaufgabe notwendig sind, diese Quelle vernachlässigt werden kann.
Bild 4 zeigt die Rauschersatzschaltung der Gesamtanordnung. Unter der Voraussetzung, daß das Rauschen des Operationsverstärkers den dominierenden Einfluß darstellt, wird nur dessen Eigenrauschen betrachtet.
Nach Bild 4 erhält man für die Rauscheingangsspannung des nichtinvertierenden Verstärkers ein Spannungsübertragungsverhalten nach folgender Beziehung

$$T_u(p) = 1 + \frac{R_N}{R_G} \frac{1}{1 + pR_NC_N} \qquad (4)$$

Die Berechnung des Effektivwertes der Rauschausgangsspannung des Strom-Spannungswandlers kann über die physikalischen Leistungsspektren erfolgen [3]. Zwischen Ausgangs- und Eingangsrauschspektrum besteht der Zusammenhang

$$S_A(\omega) = S_E(\omega)\,|T_u(\omega)|^2 \qquad (5)$$

Die Berechnung des Effektivwertes der Rauschausgangsspannung ermittelt man über die Integration sämtlicher Spektralanteile in Gl. (5).

$$U = \sqrt{\overline{u_{ra}^2(t)}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\omega_0} S_A(\omega)\,d\omega} \qquad (6)$$

ω_0 bezeichnet eine Bandbegrenzung durch die sich anschließenden Stufen. Für eine vergleichende Betrachtung soll abweichend von der Realität das Rauschen des Operationsverstärkers durch weißes (d. h. frequenzunabhängiges) Rauschen beschrieben werden. Das in einem weiten Frequenzbereich vorhandene weiße Rauschen wird nach niedrigen Frequenzen zu von einem Funkelrauschanteil überlagert, der mit sinkender Frequenz zunimmt. Da MOSFETs diese Eigenschaft in weit stärkerem Maße als SFETs besitzen, sind letztere für den Einsatz im Bereich niedriger Frequenzen zu bevorzugen [4].

Für die Schaltung im Bild 4 erhält man unter den gegebenen Voraussetzungen mit den Gln. (4) und (5) ein Ausgangsrauschspektrum

$$S_A(\omega) = S_0 \frac{\left(1 + \frac{R_N}{R_G}\right)^2 + \omega^2\tau_N^2}{1 + \omega^2\tau_N^2} \qquad (\tau_N = R_NC_N) \qquad (7)$$

Nach Gl. (6) kann nunmehr die Rauschausgangsspannung berechnet werden, wobei zur Integration vorteilhaft die in [5] tabellierten Integrale herangezogen werden können. Das Ergebnis lautet

$$\overline{u_{ra}^2(t)} = \frac{S_0}{2\pi}\left\{\left[\left(1 + \frac{R_N}{R_G}\right)^2 - 1\right] \times \frac{1}{\tau_N} \arctan \tau_N\omega_0 + \omega_0\right\} \qquad (8)$$

Im vertretbaren Gültigkeitsbereich der Näherung arctan $x \approx x$ ($x \leq 0{,}6$; $\Delta f/f = 10\,\%$) kann Gl. (8) vereinfacht werden.

$$\overline{u_{ra}^2(t)} = \frac{S_0}{2\pi}\left\{\left(1 + \frac{R_N}{R_G}\right)^2 \omega_0\right\} \qquad (9)$$

Gl. (9) besagt, daß der Effektivwert der Rauscheingangsspannung mit dem Spannungsverstärkungsfaktor der Stufe verstärkt am Ausgang wirksam werden wird, solange keine Bandbegrenzung auftritt.

Erhöhung der Grenzfrequenz des Strom-Spannungswandlers

Wie im vorangegangenen Abschnitt gezeigt wurde, wird die geringe Grenzfrequenz durch die große Zeitkonstante τ_N bedingt. Eine Reduzierung des Widerstandswertes von R_N bewirkt bei gleicher Parallelkapazität C_N eine höhere Grenzfrequenz des Wandlers.
In gleichem Maße wie die Grenzfrequenz steigt, wird jedoch der Ausgangspegel reduziert. Eine schaltungstechnische Möglichkeit zur Erhöhung der Grenzfrequenz bei gleichem Ausgangspegel zeigt Bild 5. Der Ausgangsspannungsteiler soll so dimensioniert sein, daß der Strom durch den Teiler ein Vielfaches des Rückkopplungsstromes beträgt. Der Spannungsteiler kann damit als unbelastet aufgefaßt werden. Anstelle von Gl. (2) gilt hier

$$-U_a(p) = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{R_N}{1 + pR_NC_N} I_q(p) \qquad (10)$$

Äquivalent zu Gl. (3) kann der Frequenzgang der Rückführung angegeben werden.

$$T_R(\omega) = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{R_N}{(1 + \omega^2R_N^2C_N^2)^{+1/2}} \qquad (11)$$

Die 3-dB-Grenzfrequenz liegt wieder bei

$$\omega_g = \frac{1}{R_NC_N},$$

wobei man bei gleichem Ausgangspegel R_N in dieser Schaltungsversion kleinere Werte annehmen darf.
Zur Analyse des Rauschverhaltens wird von Bild 6 ausgegangen. Als Spannungsübertragungsfaktor kann bei Berücksichtigung der Bedingung für den Ausgangsspannungsteiler die Beziehung

$$T_u(p) = \frac{R_1 + R_2}{R_1}\left(1 + \frac{R_N}{R_G} \frac{1}{1 + pR_NC_N}\right) \qquad (12)$$

angegeben werden. Über Gl. (12) kann nun die Rauschausgangsspannung berechnet werden.

$$S_A(\omega) = S_0 \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right)^2 \frac{\left(1 + \frac{R_N}{R_G}\right)^2 + \omega^2\tau_N^2}{1 + \omega^2\tau_N^2} \qquad (13)$$

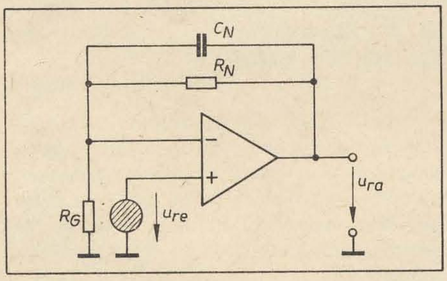


Bild 4: Frequenzgang der Strom-Spannungswandlergrundschaltung

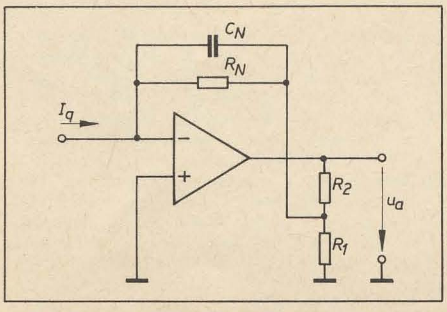


Bild 5: Strom-Spannungswandler mit ohmschem Ausgangsspannungsteiler

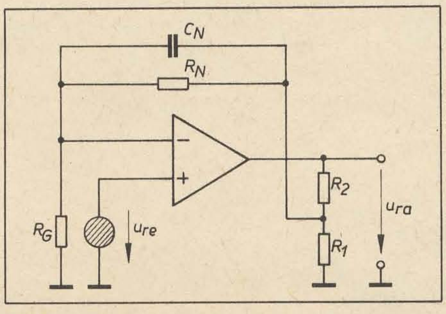


Bild 6: Rauschersatzschaltung für die Schaltung im Bild 5

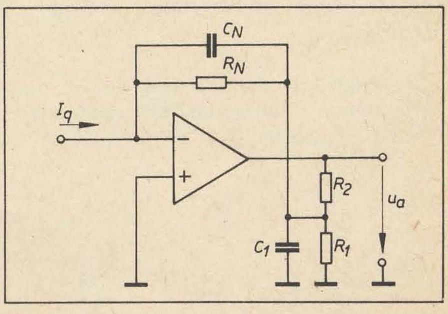


Bild 7: Strom-Spannungswandler mit frequenzkompensierendem Ausgangsspannungsteiler

$$\overline{u_{ra}^2(t)} = \frac{S_0}{2\pi}\left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right)^2 \left\{\left[\left(1 + \frac{R_N}{R_G}\right)^2 - 1\right] \times \frac{1}{\tau_N} \arctan \tau_N \omega_0 + \omega_0\right\} \qquad (14)$$

Bis auf den Term $(R_1 + R_2)/R_1$ sind die Gln. (8) und (14) identisch. Für die erhöhte Grenzfrequenz muß aber ein erhöhtes Rauschen in Kauf genommen werden, was in vielen Anwendungsfällen nicht akzeptiert werden kann. Deshalb soll untersucht werden, inwiefern durch eine frequenzabhängige Gegenkopplung eine Erweiterung des Frequenzbereiches ohne gleichzeitige Erhöhung der Rauschausgangsspannung erreicht werden kann.

Frequenzabhängige Gegenkopplung

Durch die parasitäre Kapazität war die Gegenkopplung an sich bereits frequenzabhängig. Es soll hier eine Maßnahme betrachtet werden, die die in den Gln. (2) bzw. (10) enthaltene Polstelle kompensiert. Das Schaltbild des Strom-Spannungswandlers mit modifiziertem Ausgangsspannungsteiler ist im Bild 7 dargestellt. Für die Ausgangsspannung des Wandlers erhält man die Beziehung

$$-U_a(p) = \frac{R_2}{R_1} \frac{1 + \frac{R_1}{R_2} + pR_1C_1}{1 + pR_NC_N} R_N I_q(p) \qquad (15)$$

Aus Gl. (15) kann unmittelbar der Frequenzgang der gesamten Rückführung angegeben werden.

$$T_R(\omega) = \frac{R_2}{R_1} R_N \sqrt{\frac{\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)^2 + \omega^2 R_1^2 C_1^2}{1 + \omega^2 R_N^2 C_N^2}} \qquad (16)$$

Die Grenzfrequenz ω_g ergibt sich aus Gl. (16) zu

$$\omega_g = \left[R_N^2 C_N^2 - 2 \frac{R_1^2 C_1^2}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)^2}\right]^{-1/2} \qquad (17)$$

woraus ersichtlich ist, daß die Zeitkonstante $R_N C_N$ durch den frequenzabhängigen Spannungsteiler am Ausgang des Operationsverstärkers kompensiert werden kann.

Die zur Analyse des Rauschverhaltens notwendige Berechnung des Spannungsübertragungsfaktors zwischen nichtinvertierendem Eingang und Ausgang des Operationsverstärkers ergibt

$$T_u(p) = \frac{1 + \frac{R_N}{R_G} + pR_NC_N}{1 + pR_NC_N} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + pR_2C_1\right) \qquad (18)$$

Mit Gl. (18) kann nun wiederum das Ausgangsrauschspektrum berechnet werden.

$$S_A(\omega) = S_0 \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 \left(1 + \frac{R_N}{R_G}\right)^2 + \omega^2 \left[\left(1 + \frac{R_N}{R_G}\right)^2 R_2^2 C_1^2 + \tau_N^2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2\right] + \omega^4 R_2^2 C_1^2 \tau_N^2}{1 + \omega^2 \tau_N^2} \qquad (19)$$

Die Integration der Gl. (19) erfolgt nach Zerlegung in Polynom und echt gebrochene rationale Funktion.

$$\overline{u_{ra}^2(t)} = \frac{S_0}{2\pi} \left\{\left[\left(1 + \frac{R_N}{R_G}\right)^2 - 1\right] \left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 - \frac{R_2^2 C_1^2}{\tau_N^2}\right] \frac{1}{\tau_N} \arctan \tau_N \omega_0 + \omega_0 \left[\frac{R_2^2 C_1^2}{\tau_N^2}\left(\left(1 + \frac{R_N}{R_G}\right)^2 - 1\right) + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 + \frac{1}{3} R_2^2 C_1^2 \omega_0^2\right]\right\} \qquad (20)$$

Tafel 1: Kenngrößen der behandelten Strom-Spannungswandler im Vergleich

Schaltungsstruktur	Grenzfrequenz ω_g in s^{-1}	relative Rauschausgangsspannung $2\pi\,\overline{u_{ra}^2(t)}/S_0$ in s^{-1}: $R_G \gg R_N$	$R_G = 100\ M\Omega$
Grundschaltung	5 000	$0{,}0200 \cdot 10^6$	$0{,}8155 \cdot 10^6$
erweiterte Schaltung (ohmscher Teiler)	20 000	$0{,}3200 \cdot 10^6$	$3{,}1470 \cdot 10^6$
erweiterte Schaltung (frequenzkompensierender Teiler)	20 000	$0{,}0781 \cdot 10^6$	$1{,}7350 \cdot 10^6$

Vergleicht man nach dieser systematischen Schaltungserweiterung die durch die Analyse erhaltenen funktionellen Zusammenhänge für den Frequenzgang der Rückführung und für die Rauschausgangsspannung, so zeigt sich die Gültigkeit der im letzten Abschnitt hergeleiteten Beziehungen für alle behandelten Beispiele.
Die erreichbaren Ergebnisse bei allen drei behandelten Schaltungsstrukturen sollen anhand eines berechneten Beispiels gegenübergestellt werden.

Realisierungsbeispiel

Der zu erarbeitenden Schaltungsrealisierung soll eine Aufgabenstellung mit den Kennwerten

- erforderliche Signalbandbreite $B = \omega_g = 20\,000\ s^{-1}$
- mittlerer Signalstrom $i_m = 1\ nA$
- maximaler Rückführungswiderstand $R_N = 1\ G\Omega$
- Anschlußkapazität $C_N = 0{,}2\ pF$
- Quellwiderstand a) $R_G \gg R_N$ b) $R_G = 100\ M\Omega$

zugrunde liegen.

Grundschaltung (s. Bild 1)

Entsprechend den vorgegebenen Kennwerten wird durch die Grundschaltung infolge nicht zu vernachlässigender Parallelkapazität zum Rückführungswiderstand die Grenzfrequenz auf $\omega_g = 5\,000\ s^{-1}$ beschränkt. Diese Bandbreite erfüllt die gestellten Forderungen in keiner Weise. Zum Vergleich werden dennoch die Rauschausgangsspannungen angegeben. Mit Gl. (8) wird eine normierte Rauschausgangsspannung sowohl für den Fall a) als auch für den Fall b) berechnet.

$$2\pi \overline{u_{ra}^2(t)}/S_0 = 0{,}0200 \cdot 10^6\ s^{-1} \qquad (R_G \gg R_N)$$
$$2\pi \overline{u_{ra}^2(t)}/S_0 = 0{,}8155 \cdot 10^6\ s^{-1} \qquad (R_G = 100\ M\Omega)$$

Erweiterte Schaltung (s. Bild 5)

Um die geforderte Grenzfrequenz $\omega_g = 20\,000\ s^{-1}$ zu erreichen, darf der Widerstand R_N einen Maximalwert von 250 MΩ nicht überschreiten. Damit das gleiche Übertragungsverhalten wie im vorangegangenen Beispiel erreicht wird, ist nach Gl. (11) das Spannungsteilerverhältnis $(R_1 + R_2)/R_1 = 4$ zu realisieren.
Nach Gl. (14) wird die Rauschausgangsspannung berechnet.

$$2\pi \overline{u_{ra}^2(t)}/S_0 = 0{,}3200 \cdot 10^6\ s^{-1} \qquad (R_G \gg R_N)$$
$$2\pi \overline{u_{ra}^2(t)}/S_0 = 3{,}1470 \cdot 10^6\ s^{-1} \qquad (R_G = 100\ M\Omega)$$

Das Rauschen der durch die Ausgangsspannungsteilung erweiterten Strom-Spannungswandlerschaltung stieg nicht nur durch die vergrößerte Bandbreite wesentlich an.

Erweiterte Schaltung (s. Bild 7)

Das Gleichstromübertragungsverhalten wird nach Gl. (15) wieder durch $R_N (R_1 + R_2)/R_1$ beschrieben. Um einen frequenzabhängigen Spannungsteiler realisieren zu können, muß $R_2 \neq 0$ als Bedingung gelten. Für den Rückführungswiderstand R_N bedeutet das eine Reduzierung seines Widerstandswertes. In der Reihe E-12 ist der nächstkleinere Wert gegenüber 1 GΩ der Widerstandswert 820 MΩ. Bei Einsatz dieses Wertes muß das Spannungsteilerverhältnis $(R_1 + R_2)/R_1$ einen Wert von 1,22 annehmen. Die für die Erreichung der geforderten Grenzfrequenz verantwortliche Kompensationskapazität C_1 kann über die nach Gl. (17) zu ermittelnde Zeitkonstante τ_1 und die freie Wahl eines der Widerstände des Ausgangsspannungsteilers errechnet werden. Gl. (20) ermöglicht schließlich die Berechnung der Rauschausgangsspannung. Mit den bereits angegebenen Zwischenwerten lauten die Ergebnisse:

$$2\pi \overline{u_{ra}^2(t)}/S_0 = 0{,}0781 \cdot 10^6\ s^{-1} \qquad (R_G \gg R_N)$$
$$2\pi \overline{u_{ra}^2(t)}/S_0 = 1{,}7350 \cdot 10^6\ s^{-1} \qquad (R_G = 100\ M\Omega)$$

In Tafel 1 sind die Ergebnisse bezüglich Grenzfrequenz und Rauschausgangsspannung (relativer Wert) übersichtlich zusammengestellt. Deutlich zeigt sich die Überlegenheit der Schaltungsrealisierung mit frequenzkompensierendem Ausgangsspannungsteiler.

Literatur

[1] Kühnel, C.: Einfluß realer Operationsverstärker-Eingangsparameter auf die statische Kennlinie von Strom-Spannungswandlern. Nachrichtentechnik-Elektronik 29 (1979) H. 12, S. 494 und 495

[2] Kraus, K.: Das Rauschen in Operationsverstärkern. Internationale elektronische Rundschau 29 (1975) H. 1/2, S. 5–8

[3] Fritzsche, G.: Informationsübertragung (Wissensspeicher). Berlin: VEB Verlag Technik 1977

[4] Schulz, H.-G.: Einige Bemerkungen zum Rauschverhalten des Feldeffekttransistors. Nachrichtentechnik-Elektronik 27 (1977) H. 6, S. 242–245

[5] Bronstein, I. N.; Semendjajew, K. A.: Taschenbuch der Mathematik. Leipzig: B.G. Teubner Verlagsgesellschaft; Moskau: Verlag Nauka 1979

Mehrfachausnutzung von Displays

HS-Ing. JÜRGEN JÜCHTER

Mitteilung aus dem Zentralinstitut für Festkörperphysik und Werkstofforschung der Akademie der Wissenschaften der DDR

Die Mehrfachausnutzung von Ziffernanzeigedisplays zur Darstellung verschiedener Informationen bringt sowohl ökonomische Vorteile durch die damit verbundene Einsparung an Ziffernanzeigeelementen als auch eine Erleichterung der Meßwerterfassung durch bessere Übersichtlichkeit. Der Beitrag behandelt einige schaltungstechnische Varianten, die die Darstellung von Informationen verschiedener mehrstelliger Zähler bzw. digitaler Meßgeräte in einer Anzeigeeinheit im Zeitmultiplexbetrieb ermöglichen.

In vielen Fällen ist es wünschenswert, verschiedene, miteinander im Zusammenhang stehende Zähler- bzw. Meßwertinformationen wahlweise in einem einzigen Display sichtbar machen zu können. Dazu sind in Abhängigkeit von der vorgesehenen Anwendung und der zu erwartenden weiteren Datenverarbeitung beispielsweise die im folgenden vorgestellten Varianten einsetzbar.

Variante 1

Die erste Schaltungsvariante läßt sich überall dort anwenden, wo innerhalb eines Gerätes der Inhalt mehrerer verschiedener Zählerketten wahlweise zur Anzeige gebracht werden soll, ohne daß die Notwendigkeit besteht, daß zur weiteren Datenverarbeitung die Informationen aller gleichwertigen Zählerstellen sequentiell zur Verfügung gestellt werden.

Das „klassische" Beispiel hierfür ist eine Digitaluhr mit mehreren Betriebsarten wie Stunden-Minuten-Anzeige, Datumanzeige und Stoppuhrbetrieb.

Um den Bauelementeaufwand gering zu halten, arbeitet man bei mehrstelligen Anzeigeeinheiten im Zeitmultiplexbetrieb. Zur wahlweisen Darstellung der Dateninformationen verschiedener Zählerketten in einer Anzeigeeinheit werden alle Zählerausgänge über Stellenschalter mit Wired-OR auf einen einzigen, für alle Zählerketten gemeinsamen Datenbus geschaltet. Die Stellenschalter an den Datenausgängen der Zählerstufen müssen neben dem Steuereingang zur Stellentastung im Zeitmultiplexbetrieb über einen weiteren Steuereingang zur Informationsauswahl verfügen. Bild 1 zeigt das Prinzipschaltbild eines kombinierten Stellen- und Informationswahlschalters in einer Digitaluhr mit mehreren Betriebsarten.

Als kombinierte Stellen- und Informationswahlschalter (s. Bild 3) werden NAND-Gatter mit drei Eingängen und offenem Kollektor am Ausgangstransistor verwendet (К 155 ЛА 10). Stehen diese Schaltkreise nicht zur Verfügung, können auch D 110 verwendet werden, bei denen die Wired-OR-Verbindungen entsprechend Bild 2a durch Entkopplungsdioden an den Gatterausgängen realisiert werden. Der erste Eingang eines Gatters dient als Dateneingang und ist mit einem Datenausgang der Zählerstufe zu verbinden. Der zweite Eingang ermöglicht die Stellentastung durch den Simultanschalter für die Zeitmultiplexsteuerung, während über den dritten Eingang die Informationswahlsteuerung realisiert werden kann.

Die Verknüpfung der kombinierten Stellen- und Informationsauswahlschalter im Gerät ist so vorzunehmen, daß die Informationswahleingänge innerhalb einer Zählerkette parallelgeschaltet werden. Die Eingänge zur Stellensteuerung durch den Simultanschalter sind für gleichwertige Stellen der verschiedenen Zählerketten zusammenzufassen, wodurch die stellenmäßig richtige Zuordnung der betreffenden Zählerstelle zur entsprechenden Stelle im Anzeigedisplay für jede Zählerkette gewährleistet wird.

Durch einen Informationswahlschalter (z. B. entsprechend Bild 2b) wird an den Informationswahleingang der gewünschten Zählerkette H-Potential gelegt, während die Informationswahleingänge aller übrigen Zählerketten L-Potential erhalten müssen.

Die Stellenschalter mit H-Potential führendem Informationswahleingang sind aktiviert und können bei zusätzlichem Anliegen eines H-Impulses vom Simultanschalter zur Stellensteuerung die Dateninformationen von den Zählerausgängen auf den Datenbus schalten, während die Stellenschalter mit L-Potential führendem Informationswahleingang auch bei Anliegen des Steuerimpulses vom Simultanschalter für die an den Datenausgängen der Zähler anliegenden Informationen gesperrt bleiben. Es können also nur die Daten der ausgewählten Zählerkette über den Datenbus zum Dekoder gelangen und im Display zur Anzeige gebracht werden.

Zu beachten ist, daß die Daten durch den kombinierten Stellen- und Informationswahlschalter invertiert auf dem Datenbus erscheinen, was ein Vorschalten von Invertern an den Dekodereingängen erforderlich macht (G_{25} bis G_{28} im Bild 3).

Variante 2

Bei der zweiten Variante verfügt jede Zählerkette über einen eigenen Datenbus, so daß alle Daten stellensynchron und sequentiell zur Verfügung stehen und eine sequentielle Weiterverarbeitung der Daten möglich ist.

Diese Variante kann auch dort eingesetzt werden, wo die Daten entsprechend Bild 4 von verschiedenen Meßeinheiten (ME) bzw. -geräten kommen und bietet sich zur Nachrüstung bereits vorhandener Geräte an. Dabei ist es erforderlich, entweder die Simultanschalter zur Steuerung der Stellenschalter (StS) zu synchronisieren oder wie dargestellt, einen für alle Meßeinheiten gemeinsamen zentralen Simultanschalter zu verwenden, der in Abhängigkeit von der Anzahl der zu steuernden Meßeinheiten eventuell über Lastausgänge bzw. Leitungstreiber verfügen muß.

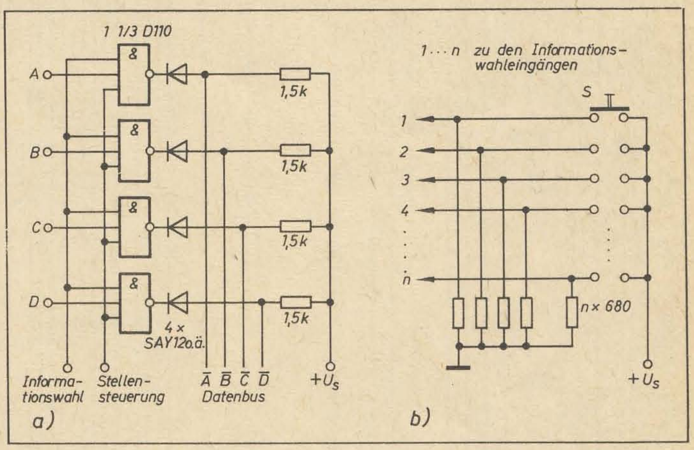


Bild 2: a) Kombinierter Stellen- und Informationsauswahlschalter mit der IS D 110; b) Informationsumschaltung mit Stufenschalter

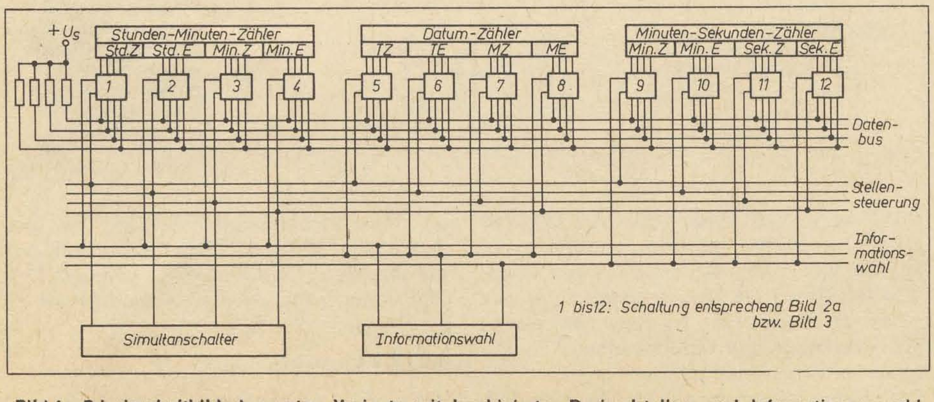


Bild 1: Prinzipschaltbild der ersten Variante mit kombinierter Dezimalstellen- und Informationsauswahlsteuerung

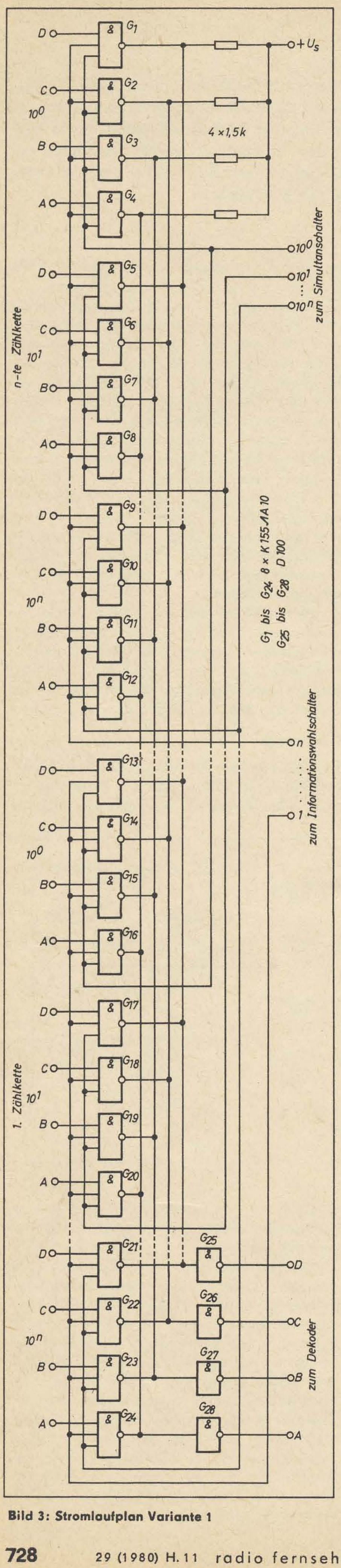


Bild 3: Stromlaufplan Variante 1

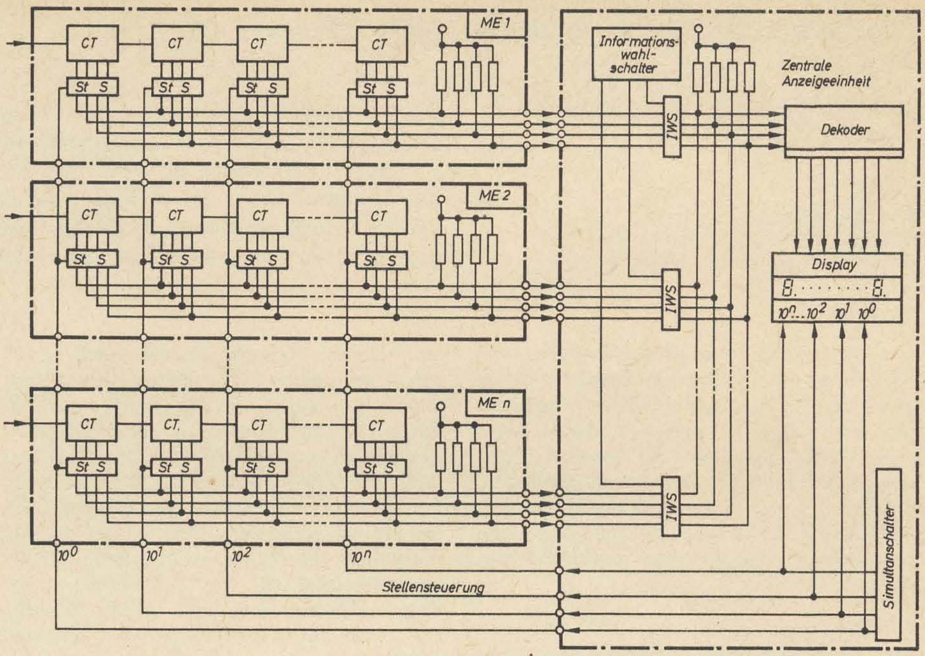


Bild 4: Prinzipschaltbild der zweiten Variante mit getrennter Dezimalstellen- und Informationswahlsteuerung

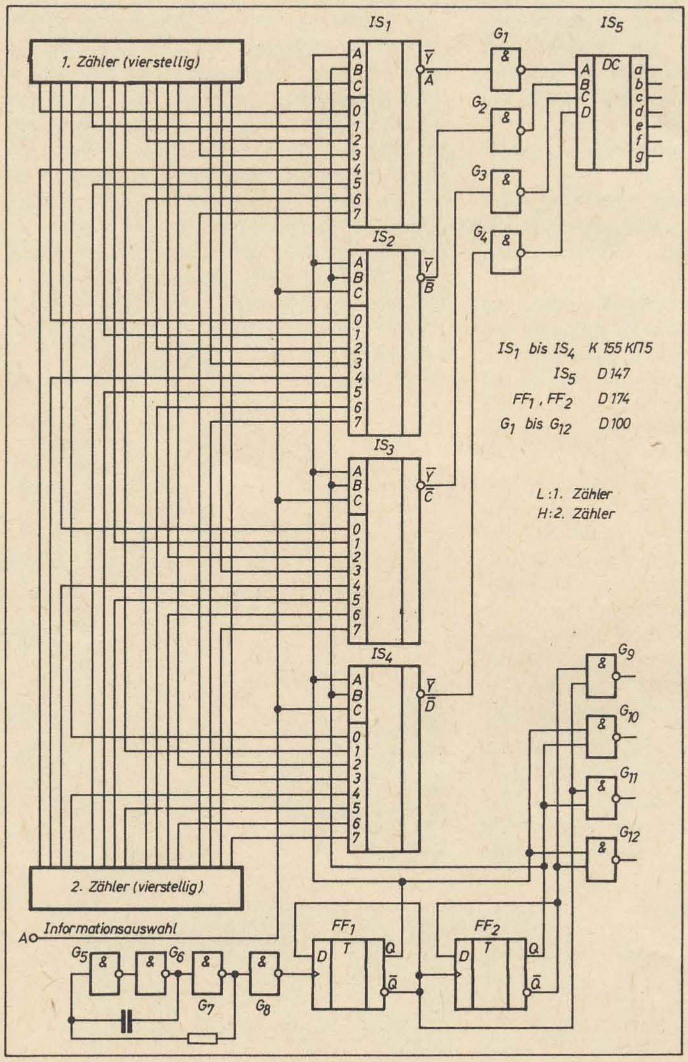
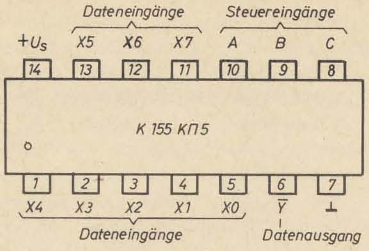


Bild 9: Schaltbild zur Zweifachausnutzung eines vierstelligen Displays zur wahlweisen Darstellung der Informationen von zwei vierstelligen Dezimalzählern

Bild 5 zeigt, daß jeder Datenbus mit den bereits erwähnten Invertern abgeschlossen ist, die hier außer der notwendigen Inversion der Daten die Zusammenschaltung der einzelnen Datenbusse zu einem gemeinsamen Datenbus und darüber hinaus die Informationswahlsteuerung realisieren.
Die Informationsauswahl erfolgt wie bei Variante 1 durch Anlegen von H-Potential an den Informationswahleingang der gewünschten Zählerkette bzw. Meßeinheit bei gleichzeitiger Sperrung aller anderen Dateninverter mit L an den Informationswahleingängen.

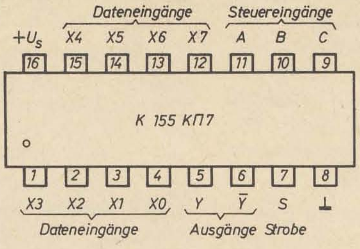
Weitere Varianten

Wesentlich elegantere und weniger aufwendige Lösungen zur Realisierung des



Steuereingänge A	B	C	Ausgang $\overline{Y}$
L	L	L	$\overline{X0}$
H	L	L	$\overline{X1}$
L	H	L	$\overline{X2}$
H	H	L	$\overline{X3}$
L	L	H	$\overline{X4}$
H	L	H	$\overline{X5}$
L	H	H	$\overline{X6}$
H	H	H	$\overline{X7}$

Bild 6: Anschlußbelegung und Wahrheitstafel der Datenselektor-Multiplexer-IS K 155 KП 5



Steuereingänge A	B	C	Strobe S	Ausgänge Y	$\overline{Y}$
L	L	L	L	X0	$\overline{X0}$
H	L	L	L	X1	$\overline{X1}$
L	H	L	L	X2	$\overline{X2}$
H	H	L	L	X3	$\overline{X3}$
L	L	H	L	X4	$\overline{X4}$
H	L	H	L	X5	$\overline{X5}$
L	H	H	L	X6	$\overline{X6}$
H	H	H	L	X7	$\overline{X7}$
beliebig			H	L	H

Bild 7: Anschlußbelegung und Wahrheitstafel der Datenselektor-Multiplexer-IS K 155 KП 7

Zeitmultiplexbetriebes und der zweiten Variante zur Mehrfachausnutzung des Displays lassen sich bei Verwendung der 8-Kanal-Datenselektor- bzw. Multiplexerschaltkreise K 155 KП 5 oder K 155 KП 7 verwirklichen. Die Bilder 6 und 7 zeigen die Anschlußbelegungen und Wahrheitstafeln dieser IS. (Äquivalente Typen: 74152 und 74151.)

Diese Schaltkreise schalten bei Ansteuerung durch einen 3-Bit-Binärzähler (K 155 ИЕ 5 oder D 193, Ausgang Q_D bleibt offen) nacheinander die an den acht Kanaleingängen angelegten Daten zum Ausgang durch und erfüllen damit die Funktion der Stellenschalter an den Datenausgängen der Zählerstufen und des Simultanschalters zu deren Ansteuerung im Zeitmultiplexbetrieb. Damit ist der Aufbau von zeitmultiplexen Anzeigeschaltungen bis zu

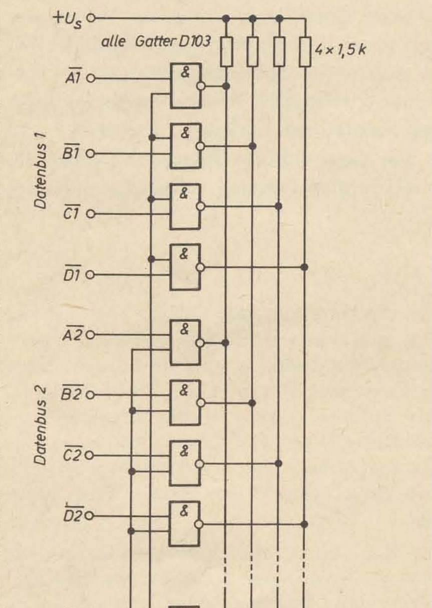


Bild 5: Stromlaufplan Variante 2

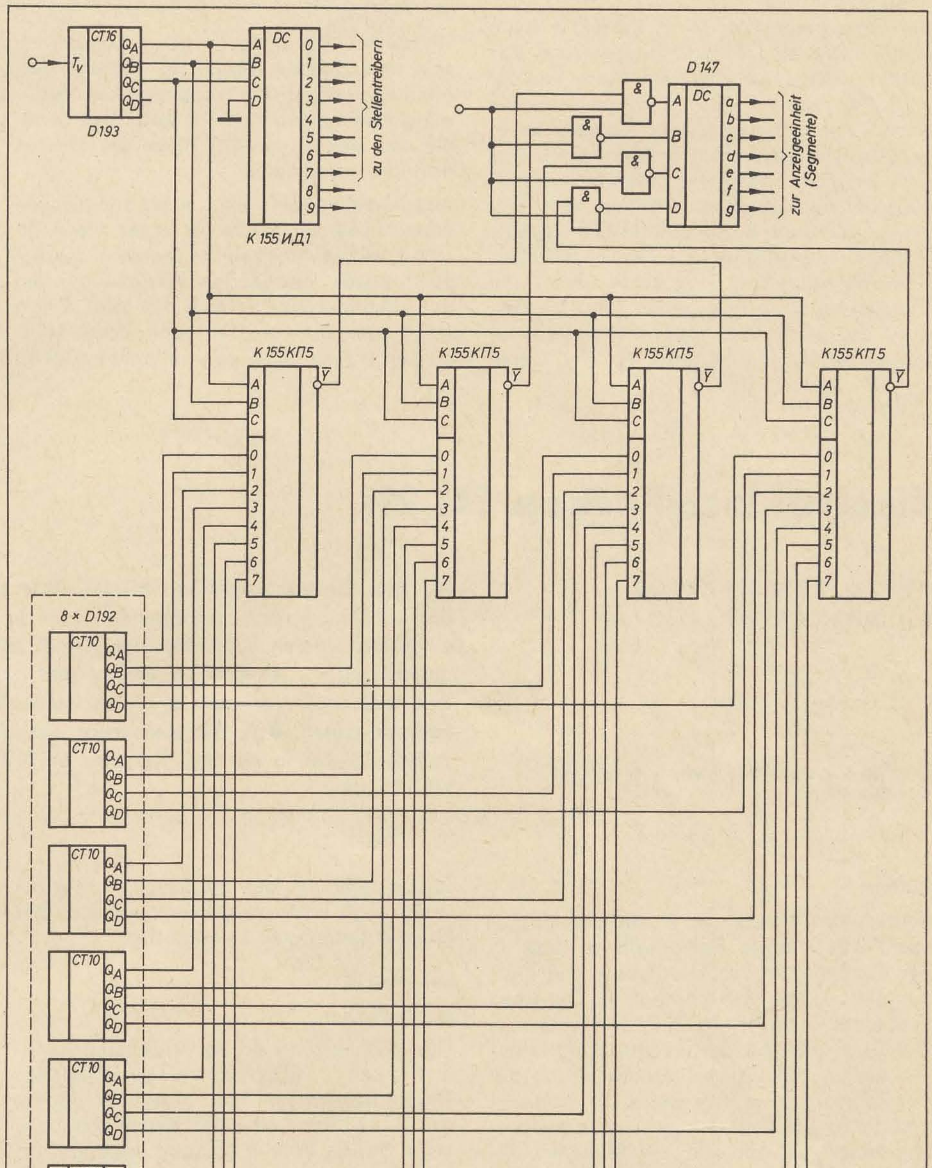


Bild 8: Achtstelliger Dezimalzähler und Anzeige im Zeitmultiplexbetrieb mit den IS K 155 KП 5

acht Stellen problemlos möglich. Die Ansteuerung der Stellentreiber des Displays übernimmt ein BCD-Dezimaldekoder, der eingangsseitig mit dem 3-Bit-Binärzähler angesteuert wird. Er realisiert auch die Ansteuerung der Multiplexer, wodurch eine eindeutige Zuordnung der jeweils abgefragten Zählerstelle zur entsprechenden Anzeigestelle im Display gesichert wird.

Bild 8 zeigt das Schaltbild eines mit diesen Bauelementen aufgebauten achtstelligen Zählers. Da der Datenselektor-Multiplexerschaltkreis К 155 КП 5 die Dateninformationen nur invertiert ausgibt, sind auch hier den Dekodereingängen Inverter vorzuschalten, die über einen freien Steuereingang eine Informationsauswahl entsprechend der zweiten Variante (s. Bild 5) ermöglichen.

Bei Verwendung der IS К 155 КП 7 kann, sofern nicht eine Mehrfachausnutzung des Displays vorgesehen ist, auf diese Inverter verzichtet werden. Da diese Schaltkreise auch einen nichtinvertierten Ausgang besitzen, ist eine direkte Ansteuerung des Dekoders möglich. Soll eine Mehrfachausnutzung der Anzeigeeinheit erfolgen, so ist hier am einfachsten entsprechend der zweiten Variante zu verfahren, d. h., es ist der invertierte Schaltkreisausgang zu benutzen und die Daten über nachgeschaltete Inverter, über die auch hier wieder eine Informationsauswahl möglich wird, an die Dekodereingänge zu geben. Der Strobe-Eingang des Schaltkreises ist an Masse zu legen (s. Wahrheitstafel zu Bild 7).

Auf den ersten Blick bietet sich der Strobe-Eingang der IS К 155 КП 7 zur Informationswahlsteuerung nach Variante 1 an. Da jedoch durch H-Potential am Strobe-Eingang am nichtinvertierten Schaltkreisausgang L erzwungen wird, würde das dazu führen, daß im Anzeigedisplay nur Nullen erscheinen, weil bei der Wired-OR-Verbindung auf der für alle Zählerketten gemeinsamen Datenleitung L dominiert. Weiterhin wären für den Aufbau einer Schaltung nach der ersten Variante Entkopplungsdioden an den Ausgängen der Multiplexerschaltkreise nötig, da die IS К 155 КП 5 und К 155 КП 7 nicht über offene Ausgangskollektoren verfügen.

Da es in den meisten Fällen erforderlich sein wird, daß die Daten zur weiteren Verarbeitung insgesamt sequentiell zur Verfügung stehen, wird sich der Anwender ohnehin für eine Schaltung nach der zweiten Variante entscheiden.

Abschließend soll noch auf die Möglichkeit einer Zweifachausnutzung eines vierstelligen Displays hingewiesen werden, die bei einer etwas veränderten Ansteuerung mit den Multiplexern К 155 КП 5 oder К 155 КП 7 ausgeführt werden kann. Diese Möglichkeit wäre z. B. für den einfachen Aufbau von Digitaluhren mit zusätzlicher Datumanzeige o. ä. von Interesse.

Die veränderte Ansteuerung der Multiplexer erfolgt, wie aus Bild 9 ersichtlich, nur noch mit dem aus den Flip-Flops FF_1 und FF_2 (D 174) gebildeten 2-Bit-Binärzähler. Damit ist ein Zählen von 0 bis 3 möglich, d. h., die Multiplexer schalten zunächst nur die an den Kanaleingängen X_0 bis X_3 anliegenden Daten des ersten Zählers zum Ausgang durch, die bei Verwendung der К 155 КП 5 über Inverter und bei Verwendung der К 155 КП 7 direkt zum Dekoder gegeben und zur Anzeige gebracht werden.

Die Informationswahlsteuerung erfolgt über den Eingang A, der mit dem dritten Steuereingang (C) der Multiplexerschaltkreise verbunden ist. H-Potential am Eingang A bewirkt, daß die Multiplexerschaltkreise nun die Daten des zweiten vierstelligen Zählers von den Kanaleingängen X_4 bis X_7 zum Dekoder durchschalten. Die Steuerung der Stellentreiber für das Display übernimmt der aus den NAND-Gattern G_9 bis G_{12} gebildete Binärdekoder, dessen Ansteuerung auch durch den 2-Bit-Binärzähler erfolgt. Die Gatter G_5 bis G_8 bilden einen Taktgenerator zur Ansteuerung des Steuerzählers. Bei Verwendung der integrierten 16-Kanal-Multiplexer К 155 КП 1 läßt sich eine derartige Schaltung bis zur vierfachen Nutzung des vierstelligen Displays erweitern.

Einstrahloszilloskop EO 211

PETER REICHERT und
Ing. RAINER PFAHL

Mitteilung aus dem VEB Radio und Fernsehe Karl-Marx-Stadt

Mit dem Einstrahloszilloskop EO 211 steht ein kleines, handliches Gerät zur Verfügung, das auf Grund seiner technischen Daten in vielen Bereichen als Prüf- und Kontrollgerät eingesetzt werden kann. Mit dem Gerät können elektrische Spannungsverläufe im Frequenzbereich 0...10 MHz abgebildet und deren charakteristische Größen gemessen werden. Besonders geeignet ist dieses Gerät für den Service an Tonband-, Rundfunk- und Fernsehgeräten. Beim Fernsehservice ermöglicht ein zuschaltbares Integrationsglied die stabile Abbildung von BAS-Signalen. Im X-Y-Betrieb können Frequenzvergleiche durchgeführt werden.

Aufbau

Bei der Konstruktion des Einstrahloszilloskopes EO 211 wurde ein bewährter Weg in der Kombination von Gerätekern und Plattengehäuse des EGS beschritten. Der oben und unten umlaufende Al-Profilrahmen des Gehäuses gibt mit der vorderen und hinteren Montageplatte und der Halterung der Oszillografenröhre dem Gerät die Stabilität und Festigkeit. Dadurch senkt sich der mechanische Aufwand auf ein Minimum. An der vorderen Montageplatte sind alle Bedienelemente und der Abschwächer befestigt, s. Bild 1. Die Montageplatte und der Planschirm der Elektronenstrahlröhre werden durch eine Piacryl-Frontplatte abgedeckt. Zur blendfreien Beobachtung des Schirmbildes wird eine Blende auf die Frontplatte gesteckt, außerdem befindet sich hinter der Frontplatte eine Filterscheibe. Der Netzeingang, die Gerätesicherungshalter und der Netztrafo sind an der hinteren Montageplatte befestigt.

Die Schaltung des EO 211 befindet sich auf drei Leiterplatten. Mit Ausnahme des Eingangsspannungsteilers und des Triggerverstärkers befindet sich die Schaltung auf der waagerecht und schwenkbar am Boden des Gerätes befestigten Leiterplatte.

Schaltung

Abschwächer

Die Y-Ablenkung erfolgt über einen symmetrischen gleichspannungsgekoppelten Differenzverstärker mit einer Bandbreite von 0...10 MHz und einer Verstärkung von etwa 50 dB. Vom Y-Eingang gelangt das Meßsignal wahlweise direkt oder über einen Koppelkondensator (C_{601}) auf einen frequenzkompensierten Spannungsteiler. Er besteht aus den Teilern 2:1, 5:1, 10:1, 100:1, 1 000:1. Diese werden mit dem Schalter S_{602} so kombiniert, daß der Ablenkkoeffizient im Zyklus 1 – 2 – 5 zwischen 10 mV/T und 10 V/T (T ≙ Teilung) variiert werden kann. Die Trimmer C_{603}, C_{607}, C_{612}, C_{615}, C_{618} dienen der Frequenzkompensation. Die Trimmer C_{602}, C_{606}, C_{610}, C_{614}, C_{617} werden so abgeglichen, daß jeder Teiler die gleiche Eingangskapazität besitzt. Das Signal gelangt weiterhin zum Eingang des FET T_{601}, dessen Eingang gegen negative Spannungsspitzen durch die Diode Gr_{601} geschützt wird. Bei positiven Spannungsspitzen wirkt die Gate-Source-Diode als Begrenzer. Um die Drift des Meßverstärkers geringzuhalten, ist der Eingang symmetrisch mit den Feldeffekttransistoren T_{601}, T_{602} aufgebaut. Diese müssen auf gleiche Gate-Source-Spannung ausgemessen werden.

Mit R_{2009} kann die Symmetrie eingestellt werden. Dazu wird zunächst der Arbeitspunkt des Meßverstärkers mit R_{2007} an Pkt. 3 des Abschwächers auf 8,5 V eingestellt. Mit R_{2009} kann anschließend die Spannung zwischen den Punkten 3 und 5 auf 0 V eingestellt werden.

Vertikalverstärker

Das Meßsignal gelangt jetzt auf eine symmetrische Doppelstufe mit den Transistoren T_{2002}, T_{2003}, T_{2004} und T_{2005}, die zur Linearisierung des Frequenzganges mit Spannungs- und Stromgegenkopplung arbeitet. Die Stromgegenkopplung läßt sich mit R_{2013} verändern, wodurch die Verstärkung des Meßverstärkers eingestellt wird. Der Eingangs-

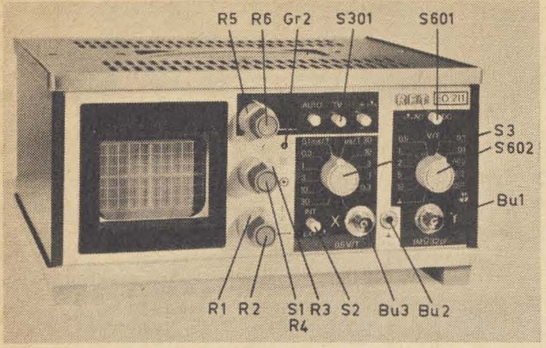


Bild 1: Einstrahloszilloskop EO 211 mit Bezeichnung der Betätigungs- und Anschlußelemente

S_1	Netzschalter
Gr_2	Netzkontrolle
R_3	Fokussierung
R_4	Helligkeit
Bu_1	Eingang Vertikalkanal
Bu_2	Masse
S_{601}	Umschaltung Eingang AC–DC, Vertikalkanal
S_{602}	Abschwächer, in Stufen schaltbar
R_2	Lageverschiebung vertikal
Bu_3	Eingang Horizontalverstärker bzw. Eingang Triggerung extern
R_5	Dehnung 2,5fach (in Linksanschlag kalibriert)
S_{301}	AUTO Automatische Umschaltung der Triggerung TV Einschaltung Integrationsglied ± Umschaltung Triggerpolarität
S_2	Umschaltung der Triggerung Intern/Extern
S_3	Umschaltung der Kippzeit, X-Y-Betrieb
R_1	Lageverschiebung horizontal
R_6	Triggerpegel

Foto: Römer

widerstand der Differenzstufe T_{2002}, T_{2003} ist durch die Stromgegenkopplung hoch genug, um die FETs nicht zu belasten. Mit R_2 kann die Stromverteilung in den Transistoren T_{2002}, T_{2003} gesteuert werden. Damit ist eine Verschiebung des Strahls auf dem Bildschirm möglich. Die zweite Differenzstufe mit den Transistoren T_{2004}, T_{2005} ist über die Widerstände R_{2018} und R_{2020} spannungsgegengekoppelt, dadurch wird der Ein- und Ausgangswiderstand niedriggehalten, außerdem wird eine Stromsteuerung dieser Stufe erreicht. Deshalb ist der frequenzabhängige Eingangswiderstand ohne Einfluß auf die Verstärkung der Doppelstufe.
Das Meßsignal gelangt nun auf die symmetrische stromgegengekoppelte Kaskodestufe. Die Gegenkopplung wird bei hohen Frequenzen mit R_{2034} und C_{2010} reduziert, um einem Verstärkungsabfall an der oberen Frequenzgrenze durch den sinkenden Außenwiderstand der Kaskode entgegenzuwirken. In Reihe zu den Außenwiderständen R_{2035}, R_{2036} befinden sich die Drosseln Dr_{2001} und Dr_{2002}, die ebenfalls der Frequenzgangentzerrung dienen. Von den Kollektoren der Transistoren T_{2007} und T_{2009} gelangt das Signal symmetrisch zu den Vertikalablenkplatten der Oszillografenröhre.

Triggerverstärker und Impulsformer

Am Emitter von T_{2006} wird über R_{2106} das Triggersignal ausgekoppelt und gelangt über den Schalter S_2 (INT, EXT) sowie über S_{301} (±) wahlweise auf die Basis von T_{302} oder T_{303}. Dieser Differenzverstärker arbeitet als Begrenzerverstärker, dessen Begrenzungspegel sich mit R_6 (Triggerpegel) einstellen läßt. Parallel zum Außenwiderstand R_{310} läßt sich mit S_{301} (TV) ein Kondensator schalten, so daß sich ein Integrationsglied mit einer Zeitkonstanten $\tau \approx 0{,}1$ ms zur Abtrennung der Bildimpulse vom BAS-Signal ergibt. Das Triggersignal gelangt weiterhin zum Stromtrigger mit den Transistoren T_{2011} und T_{2012}, dessen Arbeitspunkt mit R_{313} eingestellt wird.

Kippschaltung

Der Kippgenerator besteht aus dem Steuermultivibrator T_{2015} und T_{2016} mit dem Impedanzwandler T_{2014}, dem Entladetransistor T_{2017} und der Bootstrapstufe T_{2019} und T_{2020}. Die an MP 1 liegende Rechteckspannung wird durch den Kondensator C_{2015} und die Basis-Emitter-Diode von T_{2014} differenziert und der Basis von T_{2015} zugeführt. Diese positiven Triggerimpulse bewirken ein Umkippen des Steuermultivibrators, und der Entladetransistor T_{2017} geht in den gesperrten Zustand über.
Die Diode Gr_{2008} bzw. Gr_{2009} sperrt, und über den jeweiligen Ladewiderstand R_9 bis R_{18} laden sich die zeitbestimmenden Kondensatoren C_{2024}, C_{2025} bzw. C_{2026} auf. Die Ladespannung wird mit R_{2078} eingestellt, sie bestimmt die Kippzeit. Am Emitter von T_{2020} liegt der Bootstrapkondensator, der bei jedem beendeten Rücklauf über Gr_{2010} aufgeladen wird. Beim Hinlauf wirkt C_{2029} als Konstantspannungsquelle und sorgt für einen konstanten Ladestrom der zeitbestimmenden Kondensatoren C_{2024} bis C_{2026} und somit für einen linearen Sägezahn, der am Emitter von T_{2020} zur Verfügung steht. Ab einem mit R_{2075} einstellbaren Wert der Sägezahnspannung wird Gr_{2007} leitend und kippt den Steuermultivibrator in seine Ausgangslage zurück, T_{2017} wird leitend und entlädt C_{2024} bis C_{2026}. Ein erneutes Auslösen des Kippgenerators vor vollständiger Entladung der Kondensatoren C_{2024} bis C_{2026} verhindern die Haltekondensatoren C_{2027} und C_{2021}. Sie werden über Gr_{2007} während des Hinlaufes aufgeladen und entladen sich nach beendetem Hinlauf und gesperrtem Gr_{2007} über R_{2056}. Der Steuermultivibrator wird solange in seiner Ruhelage gehalten, bis sich der Haltekondensator wieder auf seinen ursprünglichen Wert entladen hat. Erst dann ist eine erneute Triggerung möglich.

Automatischer Freilauf

Liegt kein Triggersignal an und ist S_{301} (AUTO) gedrückt, so schwingt der Kippgenerator frei. Das wird durch Umschalten des Arbeitspunktes des Steuermultivibrators mit dem Transistor T_{2013} erreicht. Über C_{2016} und R_{2049} gelangt das Triggersignal an die Basis von T_{2013}, wird dort gleichgerichtet und bewirkt ein Durchschalten des Transistors. Gr_{2006} entlädt C_{2016} während der negativen Halbwelle. Beim Durchschalten von T_{2013} wird C_{2020} entladen und behält diesen Zustand auch während der negativen Halbwelle bei, so daß der Arbeitspunkt des Steuermultivibrators über R_{2053} umgeschaltet wird. In diesem Arbeitspunkt läßt sich der Sägezahngenerator triggern. Liegt kein Triggersignal an T_{2013}, ist dieser gesperrt, und der Sägezahngenerator schwingt frei.

Dunkeltastung

In der Zeit des Rücklaufes des Leuchtflecks muß dieser dunkelgetastet werden. Dazu wird ein Signal aus dem Steuermultivibrator ausgekoppelt und über R_{2066}, C_{2032} der Basis von T_{2018} zugeführt, dort verstärkt und über C_{2033} der am Steuergitter der Oszillografenröhre liegenden Gleichspannung überlagert. Die Diode Gr_{2005} dient der Klemmung dieses Impulses.

X-Endstufe

Die X-Endstufe hat die Aufgabe, die Sägezahnspannung auf den für die Bildröhre erforderlichen Wert zu verstärken. Dabei muß die Bandbreite so groß sein, daß die Linearität der Sägezahnspannung nicht beeinflußt wird. Dafür ist ein Differenzverstärker geeignet. Er besteht aus den Transistoren T_{2022}, T_{2023} und T_{2021} als Stromquelle. In die Basis von T_{2022} wird die Sägezahnspannung eingespeist und in T_{2023} eine mit R_1 variable Gleichspannung zur Strahlverschiebung. Mit R_5 läßt sich die Verstärkung der X-Endstufe im Verhältnis 1:2,5 regeln, womit sich die Zeitbasis im selben Verhältnis dehnen läßt.

X-Eingangsschaltung

Wird an Bu_3 eine Wechselspannung angelegt, so gelangt diese über C_1, R_{302}, C_{301} und R_{303} an das Gate des FET T_{301}, der gegen Überspannung durch die Doppeldiode

Technische Daten

Oszillografenröhre	
Typ	B 7 S 2 G 5
Arbeitsbereich des Schirmes	
vertikal	24 mm ≙ 4 T
horizontal	60 mm ≙ 10 T
Vertikalablenkkanal	
Wertebereich des Ablenkkoeffizienten	10 mV/T...10 V/T in zehn Stufen
Bandbreite	
DC	0...10 MHz
AC	2 Hz...10 MHz
Anstiegszeit	≦ 35 ns
Überschwingen	≦ 2,5 %
Signaleingang des Vertikalverstärkers	
Eingangswirkwiderstand	1 MΩ
Eingangskapazität	32 pF
Wertebereich des Zeitablenkkoeffizienten	30 ms/T...0,3 μs/T in elf Stufen
Horizontalverstärker	
Ablenkkoeffizient	0,5 V/T (unkalibriert)
Dehnungsfaktor	1...2,5 (kontinuierlich)
Bandbreite	2 Hz...0,5 MHz
Eingangswirkwiderstand	1 MΩ
Eingangskapazität	32 pF
Anzeigestabilisierung	
Art der Anzeigestabilisierung	Triggerung
automatischer Freilauf	abschaltbar
TV-Triggerung	Integrationsglied zur Triggerung auf die Bildimpulse ($\tau \approx 0{,}1$ ms)
Triggerauslösung	intern/extern
Triggerpolarität	umschaltbar
Triggerpegel	kontinuierlich einstellbar
Grenzwerte der Anzeigestabilisierung	
intern	≦ 1 T
extern	$U_{SS} = 0{,}15...2$ V
Frequenzbereich der Anzeigestabilisierung	10 Hz...10 MHz
Zusatzeinrichtung	Meßraster
Nennarbeitsbedingung	
Nennspannung	220 V ± 10 %
Nennfrequenz	48...64 Hz
Klimaeignung nach TGL 14 283	
Referenzbedingungen	23 °C ± 2 K 40...60 % relative Luftfeuchte
Grenzarbeitsbedingungen	5...40 °C 10...80 % relative Luftfeuchte
Leistungsaufnahme	25 VA
Schutzklasse	I TGL 21 366
Mechanische Eigenschaften	
Konstruktion	Plattengehäuse mit Aufstellbügel
Abmessungen	258 mm × 130 mm × 280 mm
Masse	4,5 kg

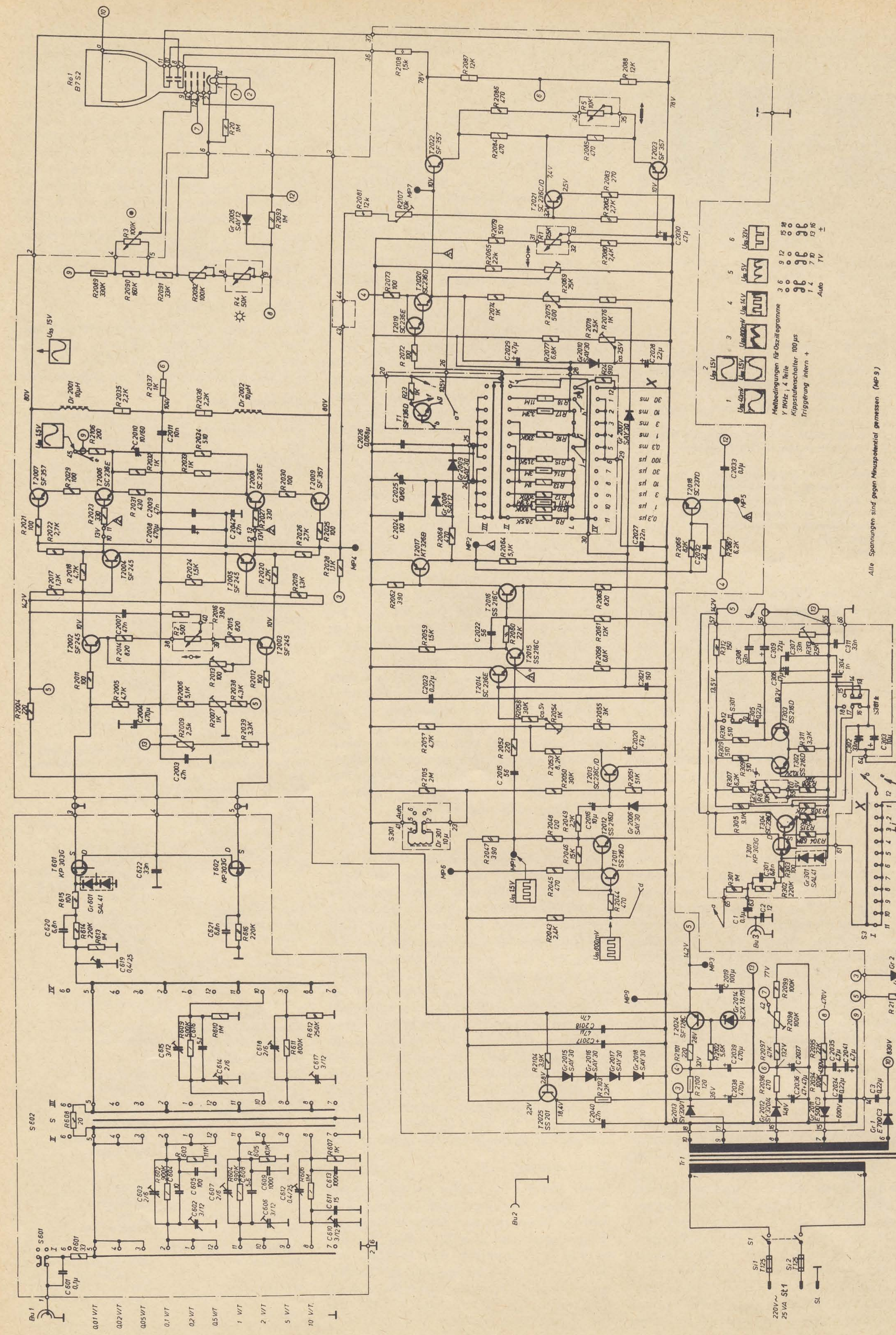
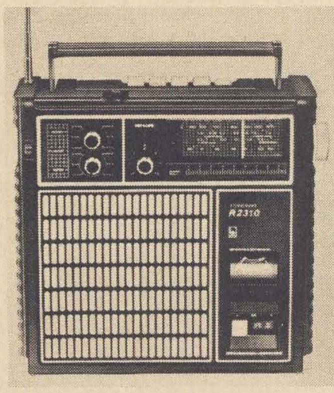


Bild 2: Schaltung des EO 211

Reiseempfänger Steratrans R 2310



Äußeres und Bedienfunktionen

Das Format dieses in der mattschwarzen, strukturierten Oberfläche „griffig" gestalteten Reiseempfängers ergibt günstige Transporteigenschaften. Der klappbare Griff ist stabil. Die Stabantenne behindert ihn nicht. Fast alle Bedienelemente liegen oben; die Wellenbereichstasten sind in der günstigsten Wirkrichtung zu betätigen, nur der unten angeordnete Einschalter verlangt Umgreifen. Die seitlich angeordneten Knöpfe für Skale und Lautstärke sind groß und bequem zu handhaben, auch die kleinen Knöpfe für Klangeinstellung und Kurzwellenlupe sind gut zu bedienen. Die an der oberen Vorderseite angeordnete Skale genügt den Forderungen sowohl bei UKW wie selbst bei Kurzwelle, bei letztgenannter unterstützt durch die bandspreizende Wirkung dieser Lupe. Erfreulich auch die gute Ausleuchtung der Skale – im Vergleich zu Vorläufermodellen bleiben hier wirklich keine Wünsche mehr offen!

Eigenschaften

Mit dem Klang des Steratrans kann man durchaus zufrieden sein. Die bei anderen Plastgehäusemodellen beobachtete mangelhafte Tiefenwiedergabe ist hier nicht zu verzeichnen. Das Klangbild ist ausgewogen und wird als angenehm empfunden, solange man die Endstufe nicht überfordert. Das wird man bei Batterie ohnehin nicht tun – schon wegen der Lebensdauer, 1,5 W sind da angemessen. Mit dem (selbstverständlich eingebauten) Netzteil schafft man 3,5 W, allerdings bei 10 % Klirrfaktor (je weniger Leistung, um so sauberer).

Obwohl – wie heute noch Standard – nur zweifach abgestimmt, erwies sich der UKW-Tuner bei nicht ausgezogener Antenne auch im Berliner Raum als annehmbarer „Selektor". Offensichtlich spielen hier auch gerätespezifische Einzelheiten eine Rolle. Jedenfalls schnitt dieses Modell im Vergleich mit anderen, ähnlich konzipierten vorteilhaft ab.

Auch auf AM fielen die guten Empfangseigenschaften auf. Die Teilung in KW1 mit 49 m und 41 m und in KW2 mit 31 m bis 16 m, wo die Kurzwellenlupe wirksam wird, erwies sich als recht günstig. Erst ab etwa 25-m-Band nach höheren Frequenzen zu trat (bei eingefahrener Antenne) das gefürchtete Durchschlagen starker Ortssender aus anderen Frequenzbereichen auf. Nun wird man allerdings die Kurzwelle wohl nur im Urlaub häufiger nutzen, fern von starken Stationen. Am Indikatorinstrument des Steratrans läßt sich gut erkennen, wie empfangswürdig ein Sender ist. Im getesteten Modell R 2310 hat dieses Instrument noch eine zweite Funktion, anwählbar über drei kleine, leichtgängige Tasten unmittelbar darunter: die eines Zeitschalters. Das ist eine Gebrauchswerterhöhung, die man sich künftig häufiger wünscht. Wertet man sie als einen ersten Versuch, so läßt sich vielleicht über einige ihrer Mängel hinwegsehen. Während auf der Empfangsseite umfangreiche Stabilisierungsmaßnahmen die 2/3-U-Bedingung für die Batterie garantieren, verweigerte der Zeitschalter des Testmusters dabei bereits seinen Dienst. Laut Datenblatt wird ihm auch eine erhebliche Spannungsabhängigkeit bescheinigt. Hier wünscht man sich, daß die übliche Bemerkung zu „Änderungen im Sinne des technischen Fortschritts" bald wirksam werde. Das dürfte um so leichter fallen, als der Zeitschalter einer Modulplatte zugeordnet ist. Während das vorprogrammierte Abschalten gut funktionierte, stellte sich bei der Vorwahl zwecks späteren Einschaltens ein bei Batteriebetrieb schwerwiegender Nachteil heraus: bis zu 150 mA Strombedarf bei längerer Wartezeit! Nutzer dieser ersten Geräte tun also gut daran, den Zeitschalter nur zum Einschlafen (also zum automatischen Abschalten) zu benutzen. Zu wünschen wäre hier allerdings auch eine kontinuierliche Lautstärkeabnahme bis zum Abschalten, zumal vom Bauelementeaufwand her dazu nur wenig nachzutragen wäre.

Serviceprobleme gibt es beim Steratrans kaum. Die Demontage ist denkbar einfach. Die Leiterplatte hat ein Plastscharnier zum Klappen. Das Gerät bleibt nach dem Öffnen funktionsfähig, die Batterien können nicht herausfallen.

Gesamturteil

Steratrans ist ein Reiseempfänger mit guten Empfangs- und Transporteigenschaften. Sein Zeitschalter ist für „Schlummerbetrieb" brauchbar. Er kann allerdings noch nicht als Endlösung angesehen werden, was u. a. die Genauigkeit in Abhängigkeit von der Spannung und dem Strombedarf bei Batteriebetrieb angeht. Während die „Einschlafschaltung" von der Betriebsart unabhängig empfohlen werden kann, sollte man verzögertes Einschalten möglichst nur bei Netzbetrieb nutzen, um die Batterie nicht unnötig zu beanspruchen.

Fortsetzung von Seite 731

Gr_{301} und die Gate-Source-Diode geschützt ist. Von der Sourceelektrode gelangt das Signal über einen Emitterfolger an den Schalter $S_{3/I}$ (Kippstufenschalter) und wird von dort wahlweise über $S_{2INT/EXT}$ an den Triggerverstärker oder über die Phasenumkehrstufe T_1 an die X-Endstufe geschaltet. Mit R_{2069} wird der Arbeitspunkt der X-Eingangsschaltung einschließlich T_1 eingestellt.

Netzteil

Der im Netzteil eingesetzte Transformator M 65 besitzt sekundärseitig mehrere Anzapfungen zur Gewinnung der verschiedenen erforderlichen Spannungen durch Einweggleichrichtung. Die Versorgungsspannung für den Kippteil und einen Teil des Meßverstärkers werden mit T_{2024} stabilisiert. Die Betriebsspannung des Stromtriggers wird mit T_{2025} und den Dioden Gr_{2015} bis Gr_{2018} stabilisiert. Die Versorgungsspannungen der Oszillografenröhre und der Ablenkstufen sind nicht stabilisiert.

BESTELLSCHEIN

VT

Die aufgeführten Bücher können Sie mit diesem Bestellschein im Inland beim örtlichen Buchhandel bestellen.

Expl.

Anwendungsbeispiele der Verfahren und der Gestaltung

Grundlagen der Schweißtechnik

M. Beckert, A. Neumann

6., bearbeitetete Auflage,
164 Seiten, 177 Bilder, 28 Tafeln
Pappband 12,00 Mark
Bestellnummer 552 808 7 ______

Fachkunde für Schweißer

Band 4 Plastschweißen

G. Thieme

1. Auflage, 128 Seiten, 94 Bilder, 40 Tafeln
Pappband 6,00 Mark
Bestellnummer 552 681 5 ______

Lehrbuch der Heizungs-, Lüftungs- und Klimatechnik

Band 2 Lüftungs- und Klimatechnik

Reihe Wärmelehre und Wärmewirtschaft, Band 19

G. Kraft

3., stark bearbeitete Auflage,
352 Seiten, 291 Bilder, 78 Tafeln
8 Diagramme und 2 Tafeln als Anlage
Leinen 39,00 Mark
Bestellnummer 552 708 4 ______

Name, Vorname

Postleitzahl, Wohnort

Straße, Hausnummer

Datum, Unterschrift

Suchlaufprinzip für elektronische UKW-Tuner

Dipl.-Ing. ULRICH WALTER

Bei Rundfunkempfängern der Spitzenklasse erfolgt die Abstimmung im UKW-Bereich meist über programmierbare Festsendertasten, wobei einer Taste die Handabstimmung mit Geräteskale zugeordnet ist.
Im folgenden Beitrag wird eine Schaltung vorgestellt, die auf relativ einfache Weise den vollelektronischen UKW-Tuner dieser Geräte, z. B. Rema toccata 940 hifi und Carat S, um eine Sendersuchlaufautomatik durch Ausnutzung der Schieberegisterfunktion des Sensorschaltkreises U 710 D erweitert.

Wirkungsweise

Die Schaltung (Bild 1) nutzt den vorhandenen Eingang e_s der IS U 710 D bzw. U 700 D zur Realisierung eines Sendersuchlaufes, indem der interne Ringzähler getaktet wird. Dabei werden nacheinander alle Programmstellen der IS durchgeschaltet. Der Takt wird erst gestoppt, wenn auf einer Programmstelle ein Sender anliegt. Je nach Stellung des Schalters S_1 erfolgt der Stopp bei allen empfangswürdigen Sendern oder nur bei Sendern, die gerade ein Stereoprogramm ausstrahlen.
Die Signale E_{Stereo} und E_{Sender} müssen dabei an geeigneter Stelle im Empfänger gewonnen werden, so z. B. E_{Stereo} aus dem Signal für die Stereoanzeige und E_{Sender} aus dem Signal für die Muting-Schaltung o. ä.
Die Taktfrequenz beträgt etwa 0,5 Hz und wird nur so langsam gewählt, wie es für ein sicheres Stoppen bei einem gefundenen Sender notwendig ist.
Die Suchlauffunktion wird über eine Sensortaste gestartet. Dazu kann eine der vorhandenen Festsendertasten U_0 bis U_7 genutzt werden, wobei aber dann diese Stelle zum statischen Anwählen verlorengeht. Im Mustergerät wurde der Startsensor zusätzlich realisiert und die Möglichkeit der Fernbedienung genutzt. Läuft ein Suchvorgang, so leuchtet die LED-Anzeige D_1. Gleichzeitig wird ein Signal zum Stummtasten des NF-Teiles des Empfängers und zum Abschalten der AFC gewonnen.

Schaltungsbeschreibung

Der aus $IS_{2.2}$, $IS_{2.3}$ und $IS_{2.4}$ bestehende Taktgenerator arbeitet im Start-Stopp-Betrieb. Er wird durch den statischen RS-Trigger $IS_{3.2}$, $IS_{1.3}$ gesteuert. Beim Einschalten wird der Trigger durch C_1 automatisch rückgesetzt, damit die Programmstelle eingeschaltet wird, die durch die Programm-IS vorgegeben ist. Beim Berühren des Sensors „Suchlauf-Start" gelangt ein L-Impuls über $IS_{2.1}$, $IS_{1.4}$ und C_3 auf den S-Eingang des Start-Stopp-Triggers. Dadurch geht das Signal STOP von L nach H, und der Taktgenerator wird gestartet. Das Setzen erfolgt dabei dynamisch, damit auch gestoppt werden kann, wenn der Sensor länger berührt wird und schon ein Sender anliegt. Der Takt wird jetzt so lange erzeugt, bis (in der gezeichneten Stellung) ein Stereosignal anliegt und über $IS_{1.2}$, $IS_{3.4}$ der R-Eingang des Triggers ein L-Signal erhält. In der $IS_{3.1}$ wird das Rücksetzsignal mit dem Takt T verknüpft, damit gewährleistet ist, daß der Takt T wieder H-Potential hat, wenn der Start-Stopp-Trigger zurückgesetzt wird. Damit wird verhindert, daß trotz einfallenden Senders noch ein ungewollter Taktimpuls entsteht. Ist der Empfänger auf Mono geschaltet, wird der Taktgenerator analog bei jedem anliegenden Sender gestoppt. Außerdem erfolgt ein Stoppen des Taktgenerators und somit des Sendersuchlaufes bei Berühren eines der vorhandenen Festsendersensoren. Dazu wird über die Dioden D_2 bis D_9 ein L-Signal an den R-Eingang des Start-Stopp-Triggers geführt. Diese Funktion ist vorgesehen, falls von der Suchlaufautomatik kein Sender gefunden wurde oder die Suchlauffunktion aus irgendwelchen Gründen gestört ist und abgebrochen werden soll.
Das Signal $\overline{STOP}$ wird durch T_1 verstärkt und durch D_1 angezeigt. D_1 leuchtet, wenn ein Sender gesucht wird. An T_1 wird ebenfalls das Signal zur Stummtastung des NF-Signalweges des Rundfunkempfängers entnommen, so daß der Abstimmvorgang unhörbar bleibt und Zwischensenderrauschen und Panoramaempfang vermieden werden.

Aufbau

Die Schaltung wurde auf einer Leiterplatte aus doppeltkaschiertem Basismaterial aufgebaut, wobei notwendige Durchkontaktierungen durch zweiseitiges Anlöten der Bauelemente erreicht wurden. In der aufgebauten Schaltung machte es sich nicht erforderlich, das Signal des Sensors „Suchlauf-Start" durch eine Entprellschaltung nach [1] zu formen. Die Beschaltung der $IS_{1.4}$ ist deshalb im Bild 1 nur gestrichelt gezeichnet. Die Musterschaltung arbeitet mit einem modifizierten UKW-Teil des Empfängers Rema toccata 940 zusammen. Bild 2 zeigt das Prinzip der Zusammenschaltung.

Die Betriebsspannung +27 V für die Schaltung wurde im Mustergerät extra erzeugt. Es kann aber auch die Abstimmoberspannung benutzt werden. Dabei ist jedoch eine Umdimensionierung der Stabilisierungsstufe (IS MAA 550) notwendig.
Die Betriebserfahrungen mit der beschriebenen Schaltung sind sehr gut. Mit geringem Mehraufwand wird eine bisher ungenutzte Funktion der IS U 710 D zur Erhöhung des Bedienungskomforts wirksam.

Literatur

[1] Kühn, E.; Schmied, H.: Handbuch Integrierte Schaltkreise. Berlin: VEB Verlag Technik 1978

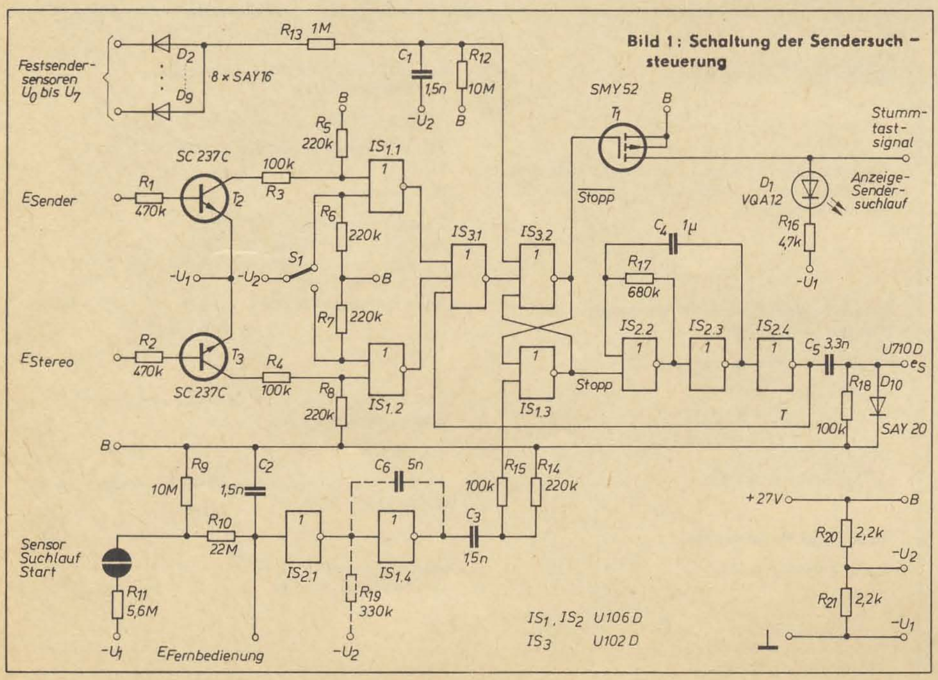


Bild 1: Schaltung der Sendersuchsteuerung

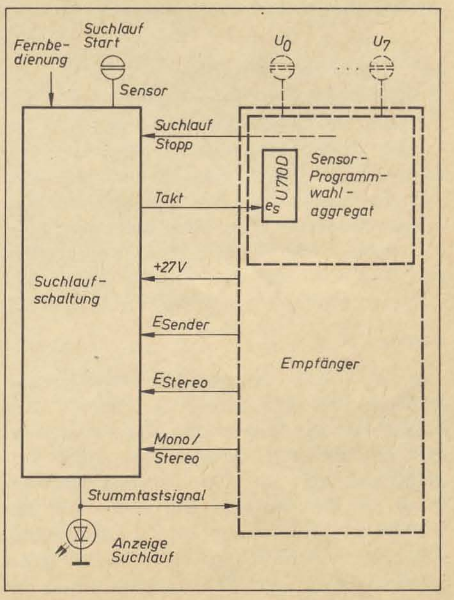


Bild 2: Prinzip der Zusammenschaltung mit einem Empfänger

Sonnenbatterien

Dr. WOLFGANG ROHDE

Sonnenbatterien sind praktisch bisher nur in Satelliten in bedeutendem Umfang eingesetzt worden. Die Begrenztheit der fossilen Brennstoffe und die Unbegrenztheit der Sonneneinstrahlung in weiten Gebieten der Erde erfordern, die weitere Entwicklung von Sonnenbatterien und Zusatzeinrichtungen zügig voranzutreiben, um in einigen Jahren mit ihnen einen Teil des Energiebedarfs decken zu können. Die folgenden Ausführungen sollen einen kurzen Einblick in Stand und Entwicklungstendenzen vermitteln.

Über 100 Jahre ist der lichtelektrische Effekt, d. h. das Auftreten einer Spannung am Grenzübergang Halbleiter – Leiter bei Belichtung, bekannt. Genutzt wurde dieser Effekt, meist auf der Basis des Selen, bis zur Mitte dieses Jahrhunderts fast ausschließlich nur für fotoelektrische Belichtungsmesser. Wirkungsgrad und Kosten spielten dabei eine untergeordnete Rolle.

Von größerem Interesse wurde dieser Effekt, als es gelang, die Erzeugung zusätzlicher Ladungsträger an einem pn-Übergang zunächst am Silizium technologisch zu beherrschen und damit diesen Effekt gezielter auszunutzen. Derartige Sperrschichtfotoelemente bezeichnet man als Fotodioden bzw. Solarzellen. Als solche wurden sie zunächst in Raumflugkörpern als Energiequellen zur Versorgung der elektronischen Bordgeräte eingesetzt. Die bisher erzielten Wirkungsgrade liegen bei etwa 15 %, wobei die hohen Kosten keine Rolle spielten. Da große Energien nur in großen Flächen umgesetzt werden können, sind Sonnenbatterien, also die Zusammenschaltung vieler Solarzellen, sehr großflächig angelegt.

Da es zunächst nicht auf die Kosten je erzeugtes Watt ankam, beschränkte sich der Einsatz von Solarzellen nur auf wenige Spezialanwendungen. Dazu gehören neben Satelliten schwer zugängliche Richtfunkstationen, Eisenbahnsignale und Navigationsbojen. Besonders in Japan und den USA kamen auf dem Konsumgütersektor Digitaluhren und Rechner mit Sonnenzellen als Batterielader hinzu.

Erst das Steigen der Ölpreise ließ Solarzellen im Hinblick auf die Erweiterung terrestrischer Anwendungsgebiete wichtig werden. International setzten erhebliche Forschungsarbeiten ein, um die Kosten je erzeugtes Watt radikal zu senken (Bild 1). Das soll über einen hohen Wirkungsgrad der Solarzelle an sich, über eine ausreichende Lichtkonzentration auf die Zelle und die Anwendung günstiger und einfacher Herstellungsverfahren für die Werkstoffe und Fertigungstechnologien erfolgen. Untersucht werden bekannte, aber auch völlig neue Werkstoffe und Kombinationen. Diese Forschungsarbeiten werden wesentlich durch Regierungsaufträge initiiert und bezahlt.

Die bisher erreichten Erfolge zeigen sich besonders in zwei Punkten. Zum einen konnten die Preise kommerzieller Solarzellen und komplexer Sonnenbatterien bei gleicher Leistung, aber erhöhter Zuverlässigkeit in den letzten Jahren halbiert werden. Zum anderen konnte der Wirkungsgrad der Solarzellen bei den technologisch beherrschten Stoffen (Ein- und polykristallines Silizium, Cadmiumsulfid, Galliumarsenid) wesentlich erhöht werden, er nähert sich in einzelnen Fällen bereits dem theore-

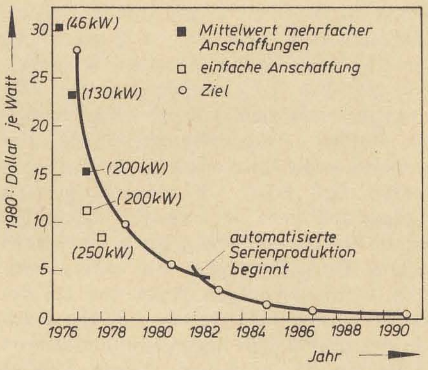


Bild 1: Erwartete Kostenentwicklung je erzeugtes Watt in Dollar

tischen Maximum, das z. B. bei Silizium bei 22 % liegt.

Schon beim jetzigen Stand der Fertigungstechnologien wird in den USA eingeschätzt, daß sich völlig neue Anwendungsgebiete erschließen lassen und daß im Jahre 2000 etwa 5 000 MW mit Hilfe von Solarzellen produziert werden könnten. Eine solche Massenproduktion würde zu weiteren Kostensenkungen führen, was wiederum die Absatzmöglichkeiten vergrößern würde. Es wird aber noch einige Jahre dauern, ehe Solarbatterien einen spürbaren Anteil an der Energieversorgung erreichen.

Über einige Aspekte der Entwicklung und des Einsatzes von Solarbatterien in kapitalistischen Ländern soll im folgenden kurz referiert werden [1].

Neben den USA und Japan haben insbesondere die BRD und Frankreich, letzteres mit einem staatlichen „Kommissariat für Sonnenenergie" in den letzten Jahren ihre Arbeiten auf diesem Gebiet verstärkt. In den USA hält man die Zielstellung, den Preis von 2,8 Dollar je Watt im Jahre 1982 bei einer Produktion von 20 MW auf etwa 70 US-Cents im Jahre 1986 bei einer Produktion von 500 MW und auf 15...50 US-Cents im Jahre 1990 zu senken, für durchaus real. Dabei stützen sich diese Preisvorhersagen auf die gut beherrschte Silizium-Einkristalltechnologie, auf der auch zunächst die Schwerpunkte der Entwicklung liegen.

Technologische Probleme

Die Schwierigkeiten bei der Großproduktion liegen in der gesamten Technologiekette: das Material und seine Eigenschaften, die lichtdurchlässige Verkapselung, der Gesamtbaustein mit den pn-Übergängen und elektrischen Kontakten. Es ist erforderlich, die Kosten für halbleiterreines polykristallines Silizium wesentlich (etwa auf 1/6) zu senken und gleichzeitig zu untersuchen, ob für Solarzellen tatsächlich halbleiterreines Silizium benötigt wird oder wie weit Verunreinigungen bei vertretbarem Wirkungsgrad der Zellen zulässig sein können.

Eine zweite Aufgabe innerhalb des Siliziumprogramms betrifft die Kostenreduzierung bei der Herstellung von Einkristallen in großen, für die Solarzellenherstellung geeigneten Stäben, Filmen oder Bändern. Dabei kommt es darauf an, möglichst großflächige Zelleneinheiten zu bekommen. Man hofft, durch neue Technologien bei gleichzeitig geringeren Kosten gegenüber dem Czochralski-Ziehverfahren Blöcke mit bis zu etwa 30 cm Seitenlänge zu erhalten. Auch die bis zu 50 % großen Bearbeitungsverluste beim Schneiden und Ätzen bzw. Polieren will man wesentlich herabsetzen. Ein Weg, diesen verlustreichen Schritt zu umgehen, führt z. B. über das Verfahren, die Siliziumkristalle direkt als Film oder Band wachsen zu lassen.

Ein drittes Problem ist die Verkapselung der Zellen. Im Gegensatz zu den relativ geringen Anforderungen beim Einsatz in Satelliten müssen terrestrische Solarzellen Feuchtigkeit, Eis, Schnee, Luftverunreinigungen und weitgehend auch menschlichen Einwirkungen widerstehen. Dabei scheint das schwierigste Problem der Schutz der der Sonne zugewandten Seite bei gleichzeitiger guter Transparenz zu sein. Gefordert wird, daß die Verkapselungen bis zu 20 Jahre halten.

Etwa 35 % der Kosten einer Solarzelle entfallen auf die zur Montage zählenden Prozesse, die vom Halbleiterplättchen bzw. vom Band oder Film zum fertigen Modul führen, wie Erzeugung der pn-Übergänge, das Anbringen der elektrischen Kontakte, Zusammenschalten und Verkapseln. Entsprechende Entwicklungsergebnisse und eine Massenproduktion könnten den Kostenanteil dieses Produktionsabschnittes auf etwa ein Zehntel senken. Ionenstrahlimplantation sowie Laser- oder Elektronenstrahldotierung sollen dabei die bisherigen Verfahren wie Diffusion und Legierung ablösen. In Frankreich werden gepulste Laser zur Vervollkommnung der Phosphordiffusion in p-Substrate entwickelt. Eine weitere Arbeitsrichtung ist die Ausscheidung einer Indium-Zinnoxid-Schicht auf die Plättchen und die Erzeugung von pn-Übergängen durch einen Hochtemperaturdiffusionsprozeß. Diese Schicht dient gleichzeitig als Elektrode und als Antireflexschicht.

Silizium

Anstelle des kostspieligen Aufwachsens von 0,1...0,2 mm dicken einkristallinen Siliziumschichten wurden Versuche durchgeführt, 20...30 μm dicke Schichten von polykristallinem Silizium auf billige Unterlagen wie Graphit aufzubringen. Dabei werden bereits Wirkungsgrade von 15 % erreicht. Höhere Wirkungsgrade hofft man durch eine

gezielte Orientierung der Kristalle senkrecht zum Substrat zu erreichen. Damit sollen die Rekombinationsverluste der fotogenerierten Ladungsträger verringert werden. Weitere Versuche werden mit faserigem polykristallinem Silizium durchgeführt, wobei man bereits Wirkungsgrade über 10 % bei relativ geringen Kosten erreicht. Untersucht wird auch die Ablagerung von dünnen Polysiliziumfilmen mit Hilfe eines Elektronenstrahles auf zeitweiligen Substraten aus Molybdän und Wolfram mit nachfolgender Ablösung des Films durch einen Wärmeprozeß in Flächen von etwa 4 cm × 4 cm. Die Rekristallisation wird dann mit Hilfe eines Laserstrahles vorgenommen.

Inzwischen sind auch Forschungsarbeiten mit amorphem Silizium angelaufen, dessen optische und elektrische Eigenschaften sich stark von denen des kristallinen Siliziums unterscheiden. Die Lichtabsorption ist wesentlich stärker, so daß Schichten von 0,1 µm Dicke bereits für die Fotogeneration ausreichen. Die amorphe Struktur macht es außerdem unempfindlich gegenüber dem Substrat, wodurch billige Materialien wie Glas und Plaste durchaus geeignet sind. Der Nachteil ist die noch zu geringe lichtelektrische Ausbeute: Erreicht wurden bisher nur etwa 6 %, möglich sind etwa 15 %. Trotz dieser geringen Ausbeute werden in Japan bereits 1980 solche Zellen in Konsumgüter wie Digitaluhren und Tischrechner eingesetzt. Man geht dabei von der Einschätzung aus, daß sich die Produktionskosten solcher Zellen bis auf 1 % der Kosten von Einkristallzellen herabdrücken lassen. Schwerpunkt der Forschungen ist natürlich die Erhöhung des Wirkungsgrades. Man untersucht dabei u. a. die Zugabe von Gasen außer Wasserstoff während der Schichtablagerung, um das Einfangen der Ladungsträger durch nichtpaarige Verbindungen zu verringern. Eine weitere Möglichkeit zur Wirkungsgraderhöhung wird im Hochfrequenzsputtern gesehen.

Andere Halbleitermaterialien

Natürlich beschränken sich die Untersuchungen nicht allein auf Silizium, denn es gibt noch zahlreiche andere Werkstoffkombinationen, die einen Fotogenerationseffekt zeigen. Dazu gehört z. B. das seit vielen Jahren bekannte Cadmiumsulfid CdS, das ebenfalls eine hohe Lichtabsorption aufweist und bei einer theoretischen Ausbeute bis zu 16 %, von der man gegenwärtig jedoch noch weit entfernt ist, sehr kostengünstig sein könnte. Mit einer Kombination von Cadmiumsulfid und Kupfersulfid erreicht man bereits 10 % und hält 15 % für möglich. Bei genügender Stückzahl könnte man im Jahre 1990 Zellen für 10...30 US-Cent je Watt produzieren. Im Zusammenhang mit einer neuen Technologie zum unmittelbaren Auftragen des CdS auf ein Glassubstrat könnte sich der Preis sogar auf 5...15 Cent reduzieren. Da Cadmium in größeren Mengen jedoch giftig ist, muß bei der Bearbeitung und besonders bei der Verkapselung der Zellen mit entsprechender Vorsicht gearbeitet werden. Das schließt nicht aus, daß an zahlreichen Stellen mit CdS in Verbindung mit CuS oder mit Kupfer-Indium-Selen erfolgreich gearbeitet wird.

Ein weiteres geeignetes Material ist das Galliumarsenid GaAs. Es ist zwar teurer als Silizium und ebenfalls giftig, hat aber von allen bisher bekannten Materialien den größten Wirkungsgrad, nämlich 26 % gegenüber Si-Einkristallen mit 22 %. Eine Kostensenkung bei Solarbatterien mit GaAs könnte man dadurch erreichen, daß man nur relativ kleine Zellen baut und auf sie das Sonnenlicht mit Hilfe von Linsen und Spiegeln konzentriert. Während Siliziumzellen bei höherer Temperatur, wie sie durch Lichtkonzentration auftritt, schnell zerstört werden, sinkt der Wirkungsgrad bei GaAs-Zellen mit steigender Temperatur nur gering; angegeben werden noch 20 % bei 100 °C. Ein weiterer Weg zur Kostensenkung könnte die Anwendung sehr dünner polykristalliner GaAs-Filme von 1...2 µm Dicke sein, bei denen immer noch ein Wirkungsgrad von etwa 16 % erreicht wird. Der Wirkungsgrad läßt sich dadurch erhöhen, daß die starken Rekombinationsverluste der fotogenerierten Ladungsträger herabgesetzt werden. Das kann z. B. dadurch erreicht werden, daß dicht unter der Oberfläche ein flacher homogener Übergang ist, dem zwei weitere GaAs-Schichten mit unterschiedlicher Dotierung folgen. Dann sind die Rekombinationsverluste gering, weil die Fotonen die zahlreichen Rekombinationszentren in der nur 0,1 µm dicken n^+-GaAs-Schicht so schnell durchwandern, daß die meisten erst in der darunterliegenden p^+-Schicht absorbiert werden. Damit läßt sich bis jetzt ein Wirkungsgrad von etwa 20 % erreichen. Andere Möglichkeiten zur Senkung der Rekombinationsverluste werden ebenfalls untersucht (Bild 2).

Trotz dieser Vielfalt von bekannten Materialien, Kombinationen und Technologien laufen weiterhin Forschungen mit neuen Materialien, wobei man sich des Risikos voll bewußt ist.

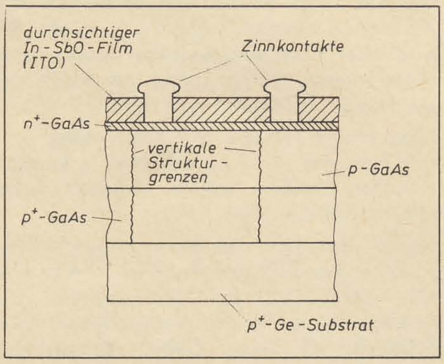


Bild 2: Beispiel für Schichtaufbau zur Verringerung der Rekombinationsverluste

Optische Konzentratoren

Um die Energiekosten einer Solarbatterie herabzusetzen, kann man auch billigere, nicht so effektive Solarzellen einsetzen, wenn man mit optischen Systemen (Linsen und Spiegeln) die Einstrahlung der Lichtintensität auf die Zellen erhöht, oder man erhält bei Zellen mit hohem Wirkungsgrad mit gleicher Lichtintensität, aber bei geringerem optischem Aufwand einen höheren Ausgangsstrom. Bei Silizium setzt allerdings die Erhöhung der Temperatur für die Konzentration der Lichtenergie eine Grenze; derartige Anlagen arbeiten daher mit zusätzlicher Kühlung. Eine 20prozentige Ausbeute bei 600facher Sonnenbestrahlung läßt sich somit erreichen. Allerdings ist der Zellenaufbau völlig anders: geringer Substratwiderstand, hochdotierte Schichten, um die ohmschen Verluste herabzusetzen, feinere Frontelektrodengitter zur Ableitung der höheren Ströme sind neue technologische Bedingungen.

Auch mit GaAs-Zellen werden gute Resultate erzielt, da sie temperaturunempfindlicher sind. Eine besonders hohe Ausbeute ergeben Kombinationen von Silizium und Galliumarsenid, weil ihre jeweilige optimale Ausbeute bei verschiedenen Lichtwellenlängen liegt. Das Aufspalten des auf 165 Sonnenintensitäten konzentrierten Lichts erfolgt dabei durch Zweifarbenfilter. Einschließlich der optischen Verluste erreicht man eine Ausbeute von mehr als 28 %. Ziel sind 35 %. Jedoch bedarf es bis zur Produktionsreife noch mehrjähriger technologischer Entwicklung, wenn auch schon Versuchsanlagen mit Leistungen bis zu 250 kW mit luft- oder wassergekühlten Siliziumzellen im Bau bzw. in der Erprobung sind. Dabei wird solchen Lösungen der Vorzug gegeben, bei denen keine aufwendige Nachführung des optischen Systems zum Sonnenstand erforderlich ist.

Eine interessante Variante mit einem theoretischen Wirkungsgrad von 60...70 % ist der Lumineszenz-Sonnenkollektor. Eine Glas- oder Plastikschicht ist mit Lumineszenzfarbmolekülen dotiert, die das Licht jeweils in engen Frequenzbändern absorbieren. Diese Farbmoleküle strahlen ihrerseits Licht in verschiedenen Wellenlängen in alle Richtungen aus. Ein Teil dieses Lichts wird reflektiert, aber nicht von den Farbmolekülen absorbiert, und gelangt nach mehreren Reflexionen auf eine Fotozelle. Da die Farbmoleküle das Licht unter allen Win-

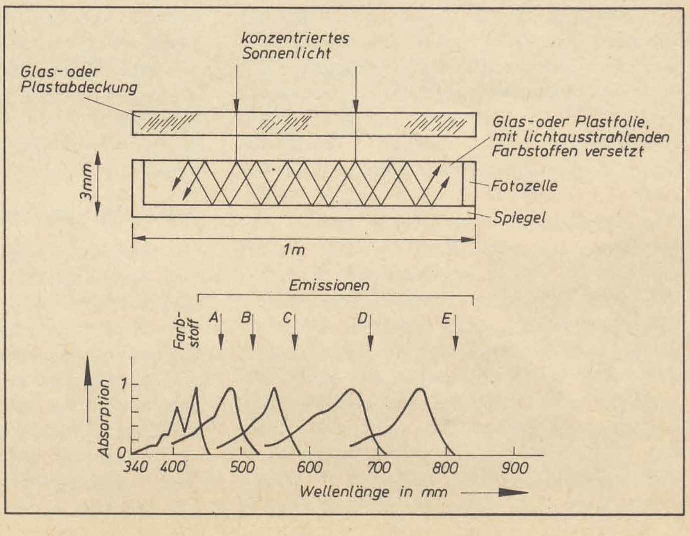


Bild 3: Sonnenbatterie mit Lumineszenzfarbmolekülen

keln einfangen, ist eine Nachführung des Systems zum Sonnenstand nicht erforderlich – ein bedeutender Vorteil (Bild 3).
Eine weitere Variante ist die Thermo-Fotospannungsumwandlung. Dabei wird Sonnenlicht auf einen Radiator konzentriert, der sich auf etwa 2 000 °C erhitzt und eine optische Eigenstrahlung erzeugt, deren Wellenlänge über der des Sonnenlichts liegt. Dieses Licht erzeugt in speziell entwickelten Siliziumzellen mit einem Wirkungsgrad von 40 % dann die elektrische Spannung. Nicht absorbiertes Licht wird von den Zellen reflektiert, trifft wiederum auf den Radiator und hält damit seine Temperatur aufrecht. Unter Berücksichtigung der optischen Verluste hat dieses System einen theoretischen Wirkungsgrad von 35 bis 40 %, erreicht werden mit einem künstlich geheizten Radiator bis jetzt 26 %.

Zusatzeinrichtungen

Bevor jedoch Solarbatterien in breitem Maße eingesetzt werden können und für neue Anwendungsgebiete infrage kommen, sind nicht nur erhebliche Entwicklungen insbesondere zur Kostensenkung und Erhöhung der Zuverlässigkeit, sondern auch für die Bereitstellung von Zusatzeinrichtungen erforderlich. Dazu gehören insbesondere Einrichtungen zur Umwandlung der gewonnenen Gleichspannung in Wechselspannung, um kommerzielle Geräte betreiben zu können, und Speicherung der Elektroenergie.
Es gibt zwar eine Vielzahl von Konvertern zur Umwandlung von Gleich- in Wechselspannung, sie sind jedoch für den Einsatz bei Solarbatterien meist nicht geeignet, weil deren Ausgangsspannung während der normalen Betriebsdauer erheblich schwanken kann. Folglich müssen derartige Einrichtungen gleichzeitig auch die Ausgangsspannung kontrollieren und entsprechend regeln. In autonomen Anlagen, die also nicht mit dem öffentlichen Netz gekoppelt sind, gehört dazu auch das Zu- bzw. Abschalten der Anlage an die bzw. von der Last bei Sonnenauf- und -untergang bzw. bei bedecktem Himmel. Gehört zur Anlage ein Batteriesatz, so muß auch die Entscheidung getroffen werden, wann er an die Last geschaltet oder wann er geladen wird. Weitere Aufgaben für die Meß- und Regeleinrichtungen kommen hinzu, wenn die Gesamtanlage netzgekoppelt ist. Dazu gehören z. B. die Synchronisierung der beiden Frequenzen und Impedanzanpassungen.
Bei der Speicherung der Spannung bei autonomen Anlagen, die 24 Stunden in Betrieb sein müssen, gibt es ebenfalls zahlreiche Probleme. Die bisher einsetzbaren Batterien sind zu teuer, haben einen zu geringen Wirkungsgrad, sind leicht entladbar, nicht wartungsfrei und relativ kurzlebig. Entsprechende Entwicklungen für neuartige Batterien laufen zwar, ob sie zu brauchbaren Ergebnissen führen werden, wird vielfach bezweifelt. Man versucht daher, auch völlig neue Wege zu gehen, z. B. über Schwungradgeneratoren.
Noch ist der Markt wegen der hohen Kosten je erzeugtes Watt klein. Die Anwendungen beschränken sich auf Versuchsanlagen, die in den USA meist im Auftrage von Behörden betrieben werden und im wesentlichen der Erprobung dienen. Man schätzt jedoch ein, daß Sonnenbatterien schon bei einer Kostenreduzierung auf unter 10 Dollar je Watt in Konkurrenz zu autonomen dieselelektrischen Anlagen z. B. für Außenbeleuchtungen, Pumpen oder in Dörfern unterentwickelter Länder treten können. Die Entwicklungen der Werkstoffe und Produktionstechnologien laufen in den verschiedensten Richtungen. Ausgehend von den unterschiedlichsten Anwendungsgebieten ist daher auch nicht zu erwarten, daß sich nur eine Lösung durchsetzen wird. Nach dem bisher bekannten Stand ist auch nicht vorherzusagen, welche Lösung die beste sein wird, jedoch ist sicher, daß in den Jahren nach 1986 die wesentlichsten Probleme gelöst sind und eine hohe Produktion einsetzen wird.

Literatur

[1] Javetski, J.: A Burst of Energy in Photovoltaics. Electronics 52 (1979) H. 15, S. 105–122

Die japanische Konkurrenz

Ingwert Ingwertsen, Vorsitzender des Fachverbandes Unterhaltungselektronik im bundesdeutschen ZVEI (Zentralverband der Elektro-Industrie) schlug Anfang dieses Jahres auf einer Pressekonferenz Alarm: Die Japaner kommen! Mit geringen Ausnahmen würden Kofferradios und Taschenempfänger sowie SW-Fernsehportables nicht mehr in der Bundesrepublik hergestellt, bei Radiorecordern ginge die Fertigung ebenfalls zurück. Die Stütze der westdeutschen Unterhaltungselektronikindustrie sei im wesentlichen der Farbfernsehempfänger mit großem Bildschirm, und gerade hier sah der Referent in der Zukunft drohende Gefahren. *„Die japanische Position ist ungleich viel besser als die unsrige. Es gelang den Japanern, die über einen eigenen sehr kaufkräftigen Binnenmarkt verfügen, in gewissem Umfang den US-Markt in den Griff zu bekommen ... Die Produktionskapazitäten der Japaner sind enorm, die Industrie ist extrem innovationsfreudig, letzteres trifft auch auf die japanischen Konsumenten zu ...“* Schuld an diesem Dilemma seien die hohen Arbeitskosten in der Bundesrepublik und natürlich die japanischen Zollschranken gegen Importe [1].
Wir halten diese Argumentation zwar für naheliegend, aber nicht stichhaltig. Zum Beispiel: Wenn es irgendwo im NSW verhältnismäßig große, kaufkräftige Binnenmärkte gibt, dann in den USA und der Bundesrepublik. Wir glauben nicht, daß – wie Herr Ingwertsen behauptet – die japanische Industrie im Vergleich zu diesen beiden über einen eigenen sehr kaufkräftigen Binnenmarkt verfügt. Die Kaufkraft eines Stundenlohnes eines japanischen Arbeiters beträgt nur 44 % der eines US-amerikanischen Arbeiters, 53 % der eines westdeutschen Arbeiters, 65 % der eines italienischen Arbeiters und 73 % der eines englischen oder französischen Arbeiters [2]. Mit Löhnen so niedriger Kaufkraft kann es aber keinen „sehr kaufkräftigen Binnenmarkt“ geben.
Wir sind eher geneigt, dem japanischen Gegenargument zuzustimmen: Die Schwierigkeiten der bundesdeutschen Unterhaltungselektronikindustrie seien in der Hauptsache nicht auf die japanische Konkurrenz zurückzuführen. Der Hauptgrund sei vielmehr, daß nicht genügend für Forschung und Entwicklung getan wurde, um wettbewerbsfähig zu bleiben. Auch würde nicht genug in die Produktionstechniken investiert, nachdem sich die (west)deutsche Unterhaltungselektronikindustrie eine Quasi-Monopolstellung auf dem lukrativsten Sektor, dem Farbfernsehgerät, geschaffen habe, der zudem durch die PAL-Patente vor dem japanischen Wettbewerb geschützt ist. Es solle, so die Antwort der Japaner, auch nicht unerwähnt bleiben, daß die (West)Deutschen keine Investitionen tätigen, um die Arbeitsplätze und den Wettbewerb zu verbessern, sondern den bequemen Weg der Auslagerung der Fertigung in Billiglohnländer beschritten. Hingegen habe die japanische Industrie ihre Fertigung weitgehend automatisiert und besonders interessante Techniken entwickelt [1].
Mit e i n e r Bemerkung hat Herr Ingwertsen allerdings vollkommen recht: Die Japaner haben tatsächlich große Teile des Unterhaltungselektronikmarktes in den USA und der Bundesrepublik erobert, und zwar auf Grund der hohen technischen Qualität ihrer Geräte. *„Vor mir liegen Kataloge repräsentativer deutscher und japanischer Firmen: Kofferradios, Radiorecorder, Uhrenradios, Kleinfernseher, Kombinationen. Es ist festzustellen, daß wirkliche Innovationen (Kleinstformate, Spezial-ICs, Design, angewandte Technologie) aus dem Fernen Osten kommen. Vergleicht man erst die Schaltbilder gleichartiger Geräte, dann wird der Rückstand noch deutlicher“* [3].
Mehr noch. Die Japaner sind zu einem gefährlichen Konkurrenten der amerikanischen Halbleiterindustrie in den USA selbst nicht etwa durch Dumpingpreise, sondern durch die Qualität und die Zuverlässigkeit ihrer Erzeugnisse geworden. Und jetzt versuchen sie, in das Heiligste des Heiligen der amerikanischen Elektronik, den Computermarkt, einzudringen, und zwar, wie Leiter der US-Industrie zugeben, mit guter Aussicht auf Erfolg [4]. *„In den letzten acht Jahren haben die Japaner Computer und Peripheriegeräte entwickelt, die mindestens so gut und in mancher Beziehung sogar besser sind, als die US-amerikanischer Herkunft.“ „Ihre Stärke liegt in der Halbleitertechnik, und Halbleiter sind die Grundlage praktisch der gesamten Computertechnik“* [5].
Wie haben die Japaner das erreicht? Zunächst fällt auf, daß die japanischen Elek-

tronik-Kombinate vertikal strukturiert sind. Zweitens: Die Japaner sind – wie schon gezeigt wurde – schwerpunktmäßig vorgegangen. Es ist ja keine neue Erkenntnis, daß die Bauelementeindustrie die Grundlage für jede Geräteindustrie ist, ob Unterhaltungs- oder industrielle Elektronik; aber eine Erkenntnis besitzen ist leider nicht immer identisch damit, Konsequenzen daraus zu ziehen. Die Japaner haben das getan. Um dafür ein Beispiel anzuführen: Sie steckten bei der IS-Fertigung im Jahre 1978 18 % des erzielten Umsatzes in die Forschung und Entwicklung gegenüber nur 15 % seitens der entsprechenden US-Industrie. Dagegen investierten die Japaner im gleichen Jahr nur 16 % des Umsatzes in Anlagen und Ausrüstungen gegenüber 24 % der amerikanischen Seite. Es ist ein sehr bemerkenswerter Entschluß, mehr in Forschung und Entwicklung als in die Fertigung zu investieren, aber auf einem Gebiet wie auf dem der integrierten Schaltkreise war er offensichtlich richtig, denn, so die Fachzeitschrift Electronics, die japanische Arbeitsproduktivität ist auf diesem Gebiet trotzdem – oder vielleicht deshalb? – höher als die in den USA [6].

Und schließlich gehen die Japaner planmäßig und systematisch vor. Das zeigt sich u. a. in der finanziellen Unterstützung, die die japanische Regierung in den Jahren 1966 bis 1979 der zukünftigen japanischen Computerindustrie gewährte. Schwerpunktmäßig wurden die Mittel in den Jahren 1966 bis 1971 für Studienentwürfe, 1972 bis 1976 vorwiegend für die Ausarbeitung von Technologien und 1977 bis 1979 hauptsächlich für die Weiterentwicklung der IS-Technik, vor allem für VLSI, zur Verfügung gestellt [5].

Es darf natürlich nicht übersehen werden, daß einige der Autoren der Fachbeiträge, auf die sich unsere Darstellung stützt, die Lage bewußt zweckpessimistisch darstellen, um ihre jeweilige Regierung zum administrativen Eingreifen gegen die japanische Konkurrenz zu veranlassen. Trotzdem bleibt die Entwicklung der japanischen Elektronikindustrie für uns interessant. Bei etwaigen Vergleichen muß man natürlich im Auge behalten, daß die Japaner ein 100-Millionen-Volk sind und daß gerade die japanische Elektronikindustrie von einigen US-Firmen nach dem II. Weltkrieg mit Kapital und know-how hochgezüchtet wurde. Ein Vergleich mit der Elektronikindustrie der DDR allein ist daher unzulässig. Aber im Rahmen des RGW können durchaus vergleichbare Erfolge errungen werden unter der Voraussetzung, daß die ökonomische Integration mit der notwendigen Konsequenz vorangetrieben wird.

P. Schäffer

Literatur

[1] K. T.: Die nächsten zwei bis drei Jahre entscheiden über das Schicksal der europäischen Unterhaltungselektronik. Funkschau 52 (1980) H. 7, S. 55 und 56

[2] Chater, T.: Japan bleed workers. Morning Star 6. 5. 1980, S. 2

[3] Lichte, R.: Leserbrief. Funkschau 52 (1980) H. 11, S. 6

[4] Don't get mad, get better. Electronics 53 (1980) H. 11, S. 24

[5] Durniak, A.; Cohen, C.: U.S. beachhead for Japanese computers is only the start. Electronics 53 (1980) H. 7, S. 113–136

[6] Conolly, R.: U.S. trade unit sees bad omens for IC industry. Electronics 52 (1979) H. 25, S. 41 und 42

Fachbücher

G. Fritzsche

Grundlagen und Entwurf passiver Analogzweipole
Netzwerke I

Wissenschaftliche Taschenbücher Band 208
Akademie-Verlag Berlin 1979
182 Seiten, 37 Bilder, 32 Tafeln
Broschur 8,00 Mark, Best.-Nr. 762 371 5

Entwurf passiver Analogvierpole
Netzwerke II

Wissenschaftliche Taschenbücher Band 209
Akademie-Verlag Berlin 1979
228 Seiten, 68 Bilder, 40 Tafeln
Broschur 12,50 Mark, Best.-Nr. 762 369 4

Der Entwurf frequenzselektiver oder impulsformender Netzwerke ist eine wesentliche Aufgabe bei der Synthese informationsverarbeitender Systeme. Allerdings denkt man dabei heute nicht mehr nur an RLC-Netzwerke, sondern auch an aktive RC-Netzwerke oder rein digital arbeitende Filter. In der Wissenschaftlichen Taschenbuch-Reihe des Akademie-Verlages sind die ersten beiden von vier geplanten Bänden über den Netzwerkentwurf erschienen.

Der erste Band behandelt Signal- und Systembeschreibung im Zeit- und Frequenzbereich, Zweipol- und Vierpolanalyse, Netzwerkfunktionen, Zweipolsynthese (für Siebschaltungen und Entzerrer) mit den Teilschritten Approximation durch zulässige Zweipolfunktionen und Zweipolrealisierungen.

Der zweite Band enthält die wichtigsten Aussagen über zulässige (realisierbare) Vierpolfunktionen, die klassischen Verfahren zur Approximation im Frequenzbereich (Cauer-, Tschebyscheff- und Potenz-Verhalten) und im Zeitbereich (vor allem für Laufzeitentzerrer). Anschließend werden die wichtigsten Realisierungsverfahren für LC- und RC-Kettenschaltungen, überbrückte T-Glieder, symmetrische Kreuzschaltungen sowie Allpässe und (maximal dreikreisige) HF-Bandfilter erläutert. Die Anwendung der überaus nützlichen Filterkataloge wird beschrieben, Fragen des rechnergestützten Entwurfs werden nur angedeutet.

Es ist erstaunlich, daß man in zwei Taschenbüchern derart viel Information vermitteln kann. Ermöglicht wird das durch eine sehr komprimierte Darstellungsweise mit vielen Tafeln und den Verzicht auf längere theoretische Begründungen der Verfahren. Dafür werden die einzelnen Approximations- und Realisierungsverfahren durch Beispiele erläutert. Die äußerst knappe Form der Darstellung bedingt, daß man sich detaillierte Auskünfte über die einzelnen Verfahren aus umfangreicheren Lehrbüchern der Netzwerktheorie holen muß. Weitere Filterberechnungsverfahren (vor allem der Wellenparametertheorie) sind auch in dem Buch „Entwurf linearer Schaltungen" des gleichen Verfassers zu finden.

Studenten und praktisch tätigen Ingenieuren wird mit den vorliegenden Broschüren ein preiswertes „Handbuch" angeboten, mit dessen Hilfe sich viele Filterentwurfsaufgaben lösen lassen. Während die beiden vorliegenden Bände vor allem die seit langem bekannten „klassischen" Entwurfsverfahren darstellen, werden sich zwei weitere Bände mit dem „Entwurf aktiver Analogsysteme" und mit „Diskreten und digitalen Systemen" befassen – beides Gebiete, deren praktische Bedeutung ständig wächst. Es gibt darüber in der DDR bisher kaum Lehrbücher, daher ist das Erscheinen dieser Bände besonders zu begrüßen.

P. Schwarz

S. Liebscher und H. Nast

Technisches Zeichnen Informationselektrotechnik

Wissensspeicher für die Berufsbildung
VEB Verlag Technik Berlin 1980
1. Auflage, 144 Seiten, zahlreiche Bilder und Tafeln
Pappband 5,45 Mark
Bestellnummer 552 872 2

Als Nachfolgetitel des ähnlich lautenden Vorgängers, welcher als Lehrbuch konzipiert war, reiht sich dieses Buch sowohl vom Äußeren als auch vom Inhalt her besser in das bestehende System der berufsbildenden Literatur des VEB Verlag Technik ein.

Der Inhalt des Buches ist logisch geordnet, und im Gegensatz zu seinem Vorgängertitel nehmen die Autoren ständig Bezug auf die DDR-Standards, eine erfreuliche Erweiterung. Nach einigen notwendigen allgemeinen Hinweisen über die Grundlagen und Normen des technischen Zeichnens wird der Darstellung und Bezeichnung elektrischer Bauelemente, Baugruppen und Geräte breiter Raum gewidmet. Alles wesentliche und für die Informationselektrotechnik notwendige zeichnerische Wissen ist grafisch, meist in Tabellenform, mit kurzen sachlichen Erläuterungen versehen, dargestellt.

Der dritte Abschnitt des Wissensspeichers ist den Schaltplänen, deren Einteilung und Übersicht sowie der Erläuterung einiger bedeutsamer Arten von Schaltplänen gewidmet. Beispiele aus den verschiedensten Bereichen der Elektronik wurden zur grafischen Erläuterung des Wissens ausgewählt und mit kurzem einprägsamem Text versehen.

Ein weiterer Abschnitt gilt der Darstellung, Normung und dem Entwurf gedruckter Schaltungen. Schließlich machen die Autoren die Leser mit Darstellung und Beschriftung von grafischen Schaulinien (z. B. Diagrammen) bekannt. Dazu wählten sie mehrere typische Beispiele aus, die ebenfalls mit wesentlichen Erläuterungen versehen wurden.

Für die einfache und schnelle Handhabung des Buches sind die Leitwörter am linken Rand jeder Seite sehr günstig. Dem dienen auch ein Sachregister sowie das übersichtliche Inhaltsverzeichnis. Vorteilhaft hebt sich die Grauhinterlegung der wesentlichen Teile der Bilder hervor.

Hauptinteressenten des Buches werden Berufsschüler sein, und es ist erfreulich, daß es für diesen Leserkreis erschwinglich ist. Es kann auch Studenten, Konstrukteuren und technischen Zeichnern sowie für die Erwachsenenqualifizierung empfohlen werden.

W. Gliwa

Impulsformerschaltung mit einem D-Flip-Flop

In digitalen Geräten sind Schaltungen zur Formung einer bestimmten Impulsdauer und Impulsamplitude sehr häufig anzutreffen. So muß beispielsweise für die Ansteuerung integrierter Flip-Flops an deren Eingängen Takt, Setzen und Rücksetzen eine Mindestimpulsdauer bereitgestellt werden. An dieser Stelle werden oft Impulsformerschaltungen eingesetzt, die weitgehend unabhängig von der Dauer und Form des Eingangsimpulses eine gewünschte Ausgangsimpulsdauer abgeben.

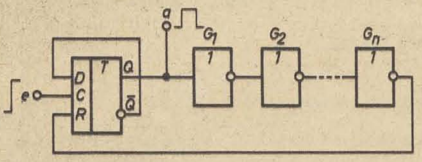


Bild 1: Monostabile Kippschaltung mit ungerader Gatteranzahl

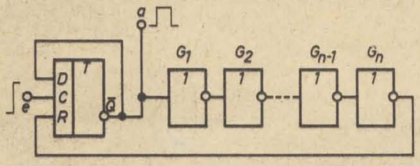


Bild 2: Monostabile Kippschaltung mit gerader Gatteranzahl

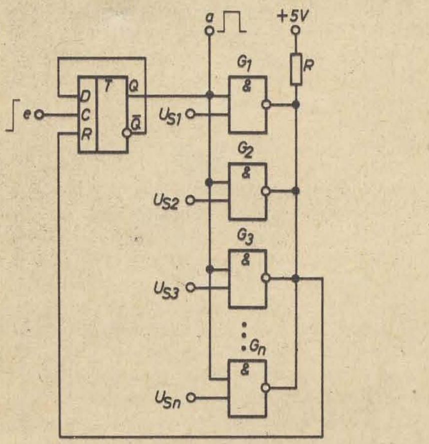


Bild 3: Monostabile Kippschaltung mit steuerbarer Impulsdauer

Die Bilder 1 und 2 zeigen monostabile Kippschaltungen mit einem D-Flip-Flop, die für diese Zwecke eingesetzt werden können. Zur Formung der Impulsdauer wird die Schaltzeit von n Gattern ausgenutzt. Durch die Rückführung des Ausganges $\overline{Q}$ auf den Dateneingang D ist das Flip-Flop als 2:1-Teiler geschaltet. Für den Anfangszustand ist Bedingung, daß der Rücksetzeingang R H-Potential führt. Bei der Schaltung mit ungerader Gatteranzahl im Bild 1 bedeutet das, daß am Ausgang a = Q L-Potential liegt. Der Dateneingang führt demnach H-Potential. Mit dem ersten positiven Triggerimpuls am Takteingang C wird das H-Signal am Dateneingang auf den Ausgang Q übertragen. Der dadurch entstandene L-H-Sprung gelangt nach dem Durchlaufen der Gatter G_1 bis G_n als H-L-Sprung auf den Rücksetzeingang $\overline{R}$ und setzt das Flip-Flop am Ausgang Q wieder auf L-Potential. Zu diesem Zeitpunkt ist die instabile Phase der monostabilen Kippschaltung beendet. Für den Ausgangsimpuls ergeben sich folgende Zeitverhältnisse.

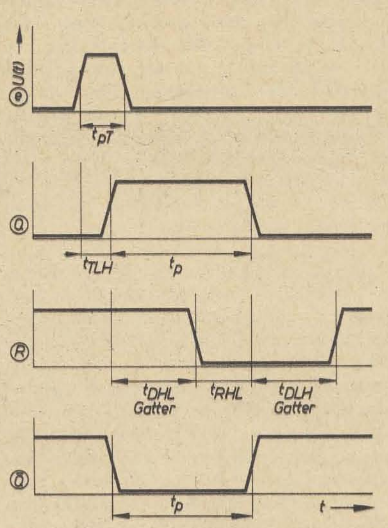


Bild 4: Zeitdiagramm zur Schaltung im Bild 1

Nach der Schaltzeit t_{TLH} (Umschalten des Ausgangs auf H durch den Takt) erscheint am Ausgang die Anfangsflanke. Setzt man die in der Tafel angegebenen typischen Schaltzeiten voraus, so ist das beim D 174 C nach 13,5 ns und beim D 274 C nach 8,0 ns. Die Rückflanke setzt ein, wenn die Gatterschaltzeit t_{DHL} und die Rücksetzzeit t_{RHL} (Umschalten des Ausgangs auf L durch den R-Eingang) vorüber sind. Die Impulsdauer $t_p = t_{DHL} + t_{RHL}$ ist demnach durch die Auswahl der Gatteranzahl und des Schaltkreistyps (Standardserie, Hochgeschwindigkeitsserie) beeinflußbar. Nach der Gatterschaltzeit t_{DLH} ist die monostabile Kippschaltung erneut triggerbar.

Die Schaltung im Bild 2 unterscheidet sich von der im Bild 1 durch die gerade Gatteranzahl. Damit die richtige Phasenlage des Rücksetzimpulses gewährleistet ist, sind die Gatter an den Ausgang $\overline{Q}$ anzuschließen.

Bei der Schaltung nach Bild 3 sind die zeitbestimmenden Gatter G_1 bis G_n parallelgeschaltet. Die Änderung der Impulsbreite ergibt sich durch den Einsatz von Gattern, deren Schaltzeit von G_1 bis G_n zunimmt. Da am Ausgang mehr als zwei Gatter zusammengeschaltet sind, können nur Gatter mit offenem Kollektor bzw. mit Tri-State-Ausgang eingesetzt werden. Welches Gatter aktiv ist, wird durch ein H-Signal am Steuereingang U_{S1} bis U_{Sn} bestimmt. Alle anderen Gatter sind in dieser Zeit durch ein L-Signal am Steuereingang gesperrt. Die Bereitstellung der Steuersignale kann statisch über Schalter, aber auch elektronisch über ein Register erfolgen.

G. Turinsky

Einige Schaltzeiten der D-Flip-Flops D 174 C und D 274 C

		D 174 C min.	D 174 C typ.	D 174 C max.	D 274 C min.	D 274 C typ.	D 274 C max.
Taktimpulsbreite	t_{pT} in ns	30,0			15,0		
Umschalten durch Takt auf H	t_{TLH} in ns	10,0	13,5	25,0	4,0	8,0	15,0
Umschalten durch Rücksetzeingang auf L	t_{RHL} in ns	3,0	19,5	40,0	3,0	15,5	30,0

Kompensierte Stromspiegelschaltungen

Die einfachste Stromspiegelschaltung besteht aus zwei Transistoren, die in einer bestimmten Weise zusammengeschaltet sind. Der gespiegelte Strom im zweiten Transistor entspricht um so besser dem Steuerstrom im ersten Transistor, je höher die Stromverstärkung und je besser die Gleichheit beider Transistoren ist. Die Stabilität des Ausgangsstromes wird außerdem wesentlich von der Stabilität des Steuerstromes bestimmt. Ist die Versorgungsspannung stabilisiert, so kann der Kollektor des ersten Transistors ohne Zusatzmaßnahmen über einen Widerstand direkt mit dieser verbunden werden. Anderenfalls sind noch Stabilisierungsmaßnahmen entsprechend Bild 1 zu treffen. Bei dieser Schaltung stellen die Transistoren T_1 und T_2 den Stromspiegel dar. Transistor T_4 wird im Durchbruchsbereich als Z-Diode betrieben. Über den als Diode geschalteten Transistor T_3, den Widerstand R und die Z-Diode T_4 wird eine teilweise temperaturkompensierte Referenzspannung an den Einspeisewiderstand R_B des Stromspiegels gelegt. Setzt man für T_1 bis T_4 gleiche Transistoren voraus (monolithisch in einem Chip hergestellt), so fließen im Stromspiegel die Ströme

$$I_1 = I_2 = U_Z/R_B \qquad (1)$$

Für Si-Transistoren gilt allgemein $U_Z = 5...6$ V. Über die Dimensionierung des Widerstandes R_B kann der Ausgangsstrom den Wünschen angepaßt werden. Für sehr kleine Ströme kann der erforderliche hochohmige Widerstand durch eine Stromspiegelschaltung mit pnp-Transistoren ersetzt werden.

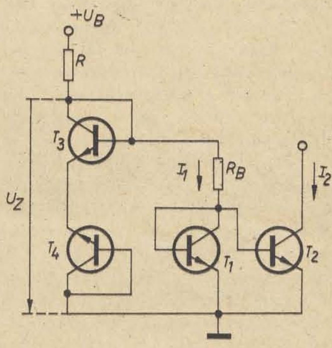


Bild 1: Stromspiegel mit Referenzspannungsschaltung

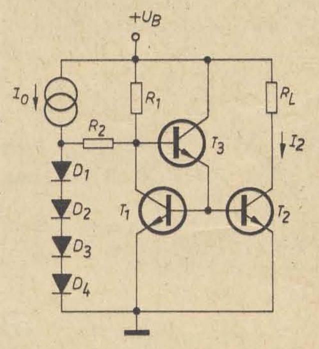


Bild 2: Stromspiegel mit Kompensationsmaßnahmen

Eine zweite Schaltung eines Stromspiegels mit Maßnahmen zur Stabilisierung des Ausgangsstromes I_2 gegenüber Temperaturschwankungen zeigt Bild 2. Die Transistoren T_1 bis T_3 bilden einen verbesserten Stromspiegel, dem ein Zweig aus vier Halbleiterdioden (als Diode geschaltete Transistoren) hinzugefügt wurde, die über die Stromquelle I_0 ständig vorgespannt sind. Die Dioden müssen im gleichen Prozeß mit den

Transistoren hergestellt werden und mit diesen thermisch eng verkoppelt sein. Durch den Widerstand R_2 fließt ein Strom nach Gl. (2).

$$I_{R2} = \frac{4U_F - 2U_{BE}}{R_2} \approx \frac{2U_{BE}}{R_2} \qquad (2)$$

Diesem Strom ist durch den ersten Transistor ein Strom von

$$I_{C1} = \frac{U_B - 2U_{BE}}{R_1} \qquad (3)$$

überlagert. Als Gesamtkollektorstrom ergibt sich

$$I_{C1}' = I_{C1} + I_{R2} \qquad (4)$$

Unter der Bedingung $R_1 = R_2 = R$ mit den Gln. (2) und (3) gilt:

$$I_{C1}' = \frac{2U_{BE}}{R} + \left(\frac{U_B}{R} - \frac{2U_{BE}}{R}\right) = \frac{U_B}{R} \qquad (5)$$

Gleichung (5) bringt zum Ausdruck, daß der Steuerstrom I_{C1}' und damit der Laststrom I_2 nur von konstanten temperaturunabhängigen Größen abhängt. Zur Stabilisierung der Betriebsspannung können zusätzlich noch die Maßnahmen aus der Schaltung im Bild 1 eingeführt werden. Auf Grund des Transistors T_3 kann der Basisstrom von T_1 und T_2 vernachlässigt werden. Zum Aufbau einer Prinzipschaltung reicht der Einsatz eines Transistorarrays (beispielsweise B 340 D) völlig aus.

Literatur: DE-AS 2642874, H 03 F 3/343: Stromspiegelschaltungen

Technologie

● Die Forschung sowjetischer Wissenschaftler auf dem Gebiet der Rheologie führte zu neuen Möglichkeiten bei der Anwendung des elektrorheologischen Effektes bei der Fertigung von Kleinmotoren, Kupplungen, Bremsen, Ventilen, Dichtungen, Servomechanismen und für die Bearbeitung von Werkstücken. Die Rheologie ist die Lehre von Fließerscheinungen und von den Gesetzmäßigkeiten des Fließens von Flüssigkeiten und kolloidalen Lösungen unter der Einwirkung von äußeren Kräften. Beim elektrorheologischen Effekt wird diese Einwirkung elektrisch vorgenommen. So läßt sich ein sprödes und zerbrechliches Werkstück, das man nicht in einen Schraubstock oder in einer Drehbank einspannen kann, elektrorheologisch „festlegen". Dazu wird eine Suspension zwischen Werkstück und einer Trägerplatte benutzt. Wirkt auf die Suspension über die Trägerplatte eine Spannung ein, so wird die Suspension steif und hält das Werkstück fest. Die Anwendung der Elektrorheologie in der Praxis wird weiter intensiv erforscht und dürfte in Zukunft zu neuen Anwendungsmöglichkeiten führen.

● Eine neue Methode bei der IS-Herstellung verwendet für Lithographie-Prozeßschritte ein Zweischichtresist, das den Aufbau von Strukturen im Submikrometergebiet erlaubt. Die Streifenbreiten liegen hier in der Größenordnung von 0,6 μm, eine weitere Verbesserung auf 0,3 μm wird angestrebt. Das Zweischichtresist gewährleistet weiterhin den Einsatz bisheriger optischer Systeme, wodurch kostspielige Röntgenstrahl- und Elektronenstrahlsysteme vermieden werden. Bei dem neuen Verfahren wird eine sehr dünne amorphe obere Schicht aus Selen und Germanium auf eine Polymerschicht aufgesprüht oder aufgedampft. Die Polymerschicht ist etwa 2 μm dick und kann aus üblichen Resistpolymeren hergestellt werden. Die obere Selen-Germanium-Schicht ergibt eine nahezu perfekte glatte optische Oberfläche und vermeidet auf Grund ihrer guten optischen Eigenschaften unkontrollierte Linienveränderungen. Zum Erlangen einer Fotoempfindlichkeit wird die dünne obere Schicht bei Raumtemperatur mit Kalium-Silberselenid beauflagt. Dann erfolgt eine UV-Belichtung. Die fotoempfindliche Schicht weist den zweifachen Kontrast herkömmlicher Resists auf.

● Mit Hilfe der neuen Umfangs-Schweißmethode lassen sich runde Plastteile mit Ultraschall verschweißen. Die Umfangs-Schweißmethode ist eine Nahfeld-Schweißung, die zu einwandfreien Ergebnissen führt. Die beiden Hälften der zu verschweißenden Teile werden horizontal unter leichtem Druck von einer Seite eingespannt. Die Fügezone ist als modifizierte Quetschnaht ausgelegt. Die Sonotrode wird senkrecht auf die Naht aufgesetzt, und während einer langsamen Drehbewegung des Teils entsteht die Umfangs-Schweißung. Bei längeren Teilen, die nur schwer für die Drehbewegung einzuspannen sind, kann auch das Schweißwerkzeug drehbar angeordnet werden. Die zu verschweißenden Teile können auch ovale oder andere Formen haben.

Selektiver Verstärker mit Doppel-T-Filter und parametrischer Rückkopplung

Im Bild aus pribory i sistemy upravlenija (1979) H. 3, S. 33 und 34, ist ein selektiver Verstärker mit Doppel-T-Filter und parametrischer Rückkopplung (PRK) dargestellt, der sich zur schmalbandigen Verstärkung von Fehlersignalen in automatischen Regelungssystemen einsetzen läßt. Die dynamischen Eigenschaften dieser Systeme werden nicht verschlechtert. Das bewirkt die PRK, die durch automatische Verstärkungsregelung den Aussteuerbereich und die Bandbreite des Verstärkers bei Eingangssignalen über 20 mV erweitert. Die Bandbreitenerweiterung wirkt dem Umstand entgegen, daß sonst mit steigender Abweichung der Eingangsfrequenz von der Resonanzfrequenz des Verstärkers dessen Ausgangssignal absinken würde. Durch die PRK wird der Verstärkungsfaktor aber erhöht.

Im Bodediagramm (Bild 2) zeigt Kurve 1 den Verstärker mit offener und Kurve 2 mit geschlossener PRK-Schleife. Die FETs T_2 und T_3 vor den Eingängen des Operationsverstärkers passen den Verstärker an das Filter bei kleinen Kapazitäten C_3 bis C_5 an. Das Hilfsnetzwerk R_2, C_2 (Gegenkopplung) korrigiert den Amplitudengang und die Wechselspannungsverstärkung. Der Gleichspannungsbetrieb ist durch eine hundertprozentige Gegenkopplung stabilisiert.

Die PRK besteht aus den Elementen D_1, D_2 (Gleichrichter), R_1, C_1 (NF-Filter) und aus einem Stellglied (T_1), das durch die gleichgerichtete Ausgangsspannung gesteuert wird. Die Ansprechschwelle für diese Rückkopplung wird mit R_3 eingestellt.

Erreichte Daten eines Musters

Mittenfrequenz	37,4 Hz
3-dB-Bandbreite (U_e < 20 mV)	0,19 Hz
Verstärkungsfaktor (U_e < 20 mV)	100
maximale Eingangsspannung	5 V
Ansprechschwelle der PRK bei U_e	20 mV
Temperaturdrift der Bandbreite von 20...55 °C	0,1 %
Aussteuerbereich	60 dB.

Speichertechnik

● Bei den Magnetblasenspeichern ist nunmehr ein Stadium erreicht worden, in dem sich in relativ schneller Folge Berichte über Fortschritte und Rekordkapazitäten mehren. Magnetblasenspeicher mit einer Kapazität von 256 K bit sind eingeführt, in Kürze erwartet man eine Kapazität von 1 M bit. Weiterhin ist es zunächst noch im Versuchsmuster gelungen, einen Blasenspeicherchip herzustellen, der eine Kapazität von 11,5 M bit aufweist. Bei diesem neuen Chip wird die sogenannte Continuous Disk-Geometrie verwendet, bei der die einzelnen Speicherelemente eine sich überlappende Scheibengeometrie aufweisen. Damit entstehen Scheibenketten, die eine sehr hohe Packungsdichte gestatten. Der Chip ist 28 mm × 30 mm groß und trägt außer der eigentlichen Blasengeometrie die Schreib- und Leseelemente, Generatoren, zugehörige Leiterwege und einen Detektor.

● Eine neue nichtflüchtige RAM-Speicherzelle (Speicher mit wahlfreiem Zugriff), die auf Grund anderer technologischer Konzeptionen wesentlich verbesserte Parameter aufweist und einfacher in der Anwendung ist, stellt im Prinzip ein weiterentwickeltes FAMOS-Element dar. Die Speicherzelle besteht im wesentlichen aus einem isoliert aufgebauten Floatinggate, das kapazitiv mit dem Siliziumsubstrat gekoppelt ist und so einen Transistor bildet. Dabei bestimmt die auf dem Gate befindliche Ladung und das mit ihr verbundene elektrische Feld, ob der Transistor leitend oder gesperrt ist. Da das Gate von Oxid umgeben ist, bleibt eine einmal aufgebrachte elektrische Ladung auch nach der Abschaltung der Versorgungsspannung erhalten. Neu ist hier, daß das Aufladen des Floatinggates mit einer relativ niedrigen Spannung möglich ist. Ausgehend von der Erkenntnis, daß schon relativ niedrige Spannungen Elektronen von einer Polysiliziumschicht zur nächsten fließen lassen, wird hier dieser Tunneleffekt so modifiziert, daß drei Polysiliziumschichten übereinander eingesetzt werden, von denen eine als Floatinggate wirkt. Die eigentliche Speicherzelle besteht aus sechs Transistoren und dem Transistor mit dem Floatinggate.

● Speziell für den Betrieb mit Einchiprechnern wurde ein elektrisch löschbarer Festwertspeicher entwickelt, der in der sogenannten DIFMOS-Technik (dual-injector-floating-gate) hergestellt wird. Vorteilhaft sind eine 256-Bit- und eine 1-K-Bit-Version, wobei beide Typen anschlußkompatibel sein müssen. Angesteuert wird über ein 12 bit bzw. 14 bit langes Steuerwort. Derartige Speicherkonfigurationen werden beispielsweise in Programmspeichern von Rundfunk- und Fernsehempfängern, Haushaltgeräten, Spielautomaten und kleinen Steuerungen sowie als Telefonrufnummernspeicher gebraucht.

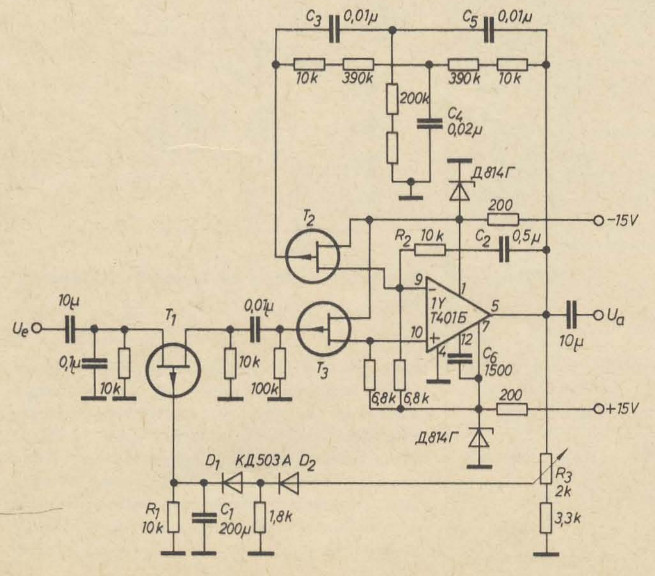
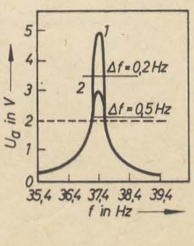


Bild 1: Schaltung des selektiven Verstärkers

Bild 2: Bodediagramm



Patente

Automatischer Spitzenstrahlstrombegrenzer

DD-AP 141 964
Int. Cl.³: H 04 N 5/68
Anmelder: RCA Corporation, USA

Die Erfindung bezieht sich auf einen automatischen Spitzenstrahlstrombegrenzer in einem Vidiosignalverarbeitungssystem, in dem ein Steuersignal abgeleitet wird, das Änderungen der Bildröhrenstromgröße über einen Schwellwert anzeigt. Es wird eine Schaltung geschaffen, die schnell anspricht, um eine angemessene Kompensation zu bewirken. Außerdem können sowohl übermäßige Spitzen- als auch Mittelwerte des Strahlstromes mit einer relativ unkomplizierten Schaltung begrenzt werden.

Die erfindungsgemäße Schaltung ist dadurch gekennzeichnet, daß die Signalableitungsschaltung eine Filtereinrichtung enthält, die wahlweise in einer ersten oder einer zweiten Betriebsweise arbeiten kann. Im ersten Zustand weist sie eine eingeschränkte Bandbreite auf, so daß das Steuersignal nur relativ langzeitige Änderungen der Größe des Bildröhrenstromes anzeigt. Im zweiten Zustand dagegen weist sie eine wesentlich größere Bandbreite auf, so daß das Steuersignal zusätzlich relativ kurzzeitigen Änderungen des Bildröhrenstromes folgt. Die Filtereinrichtung wird vom ersten in den zweiten Zustand umgeschaltet, wenn der Bildröhrenstrom einen vorbestimmten Pegel überschreitet.

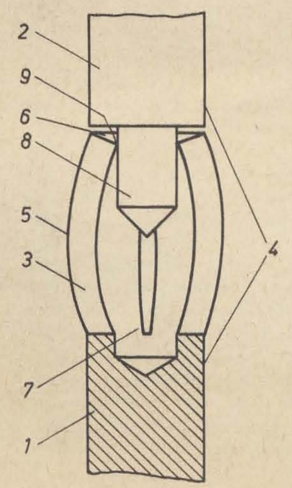
Reflexionsarme polarisierte koaxiale HF-Steckverbindungen

DD-WP 134 019
Int. Cl.²: H 01 P 5/02
Anmelder: VEB Robotron-Elektronik Radeberg

Ziel der Erfindung ist eine mit geringem Aufwand herstellbare reflexionsarme, kontaktsichere Innenleitersteckverbindung für standardisierte polarisierte koaxiale HF-Steckverbindungen. Damit wird eine Steckverbindung geschaffen, bei der der Kontakt zum Vaterteil am Ende des Mutterteils, also am Ende der Buchse, erfolgt.

Ferner bleibt der aus der Lamellenschlitzung resultierende Reflexionsfaktor über einen weiten Frequenzbereich so gering, daß die HF-Steckverbindung für Präzisionsmessungen geeignet ist.

Die Innenleitersteckverbindung besteht aus einer zylindrischen, geschlitzten Buchse 1 und dem Vaterteil 2. Die Lamellen 3 haben eine Vorspannung zur Längsachse des Innenleiters hin, wodurch die nötige Kontaktkraft erreicht wird. Des weiteren weisen die Lamellen 3 über ihre gesamte Länge eine derartige konvexe Wölbung auf, daß im gesteckten Zustand Anfang und Ende der Lamellenwölbung in der Mantelebene 4 des Innenleiters verlaufen, während sich das Durchmessermaximum 5 der Lamellenwölbung in der Mitte zwischen Stirnfläche 6 der Buchse 1 und Schlitzende 7 der Lamellen 3 befindet. Durch die Lamellenwölbung ergibt sich eine Kontaktgabe zwischen den Lamellen 3 und dem Steckerstift 8 des Vaterteiles 2, die immer an der Innenkante 9 der Stirnfläche 6 besteht und elektrisch erwünscht ist.



Zentralsynchronsteuersystem für Impulsgeber in Fernsehaußenstellen

DD-WP 141 745
Int. Cl.³: H 04 N 5/04
Anmelder: Deutsche Post, Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt

Die Erfindung bezieht sich auf die Synchronsteuerung von Fernsehaußenstellen auf eine Fernsehzentrale, die ohne besondere Nachrichtenverbindung von der Zentrale zur Außenstelle erfolgen und die Einblendung von Bildsignalen einer oder mehrerer Außenstellen in der Zentrale ermöglichen soll.

Ausgehend von einem System, bei dem die Fernsehaußenstelle das Fernsehprogramm der Zentrale über einen Hochfrequenzempfänger empfängt und den Farbträger zur Synchronisation benutzt, besteht die Aufgabe, ständige Synchronsteuerung zur erhöhten Störsicherheit mit geringstem Aufwand herbeizuführen. Diese Aufgabe löst die Erfindung durch ein Synchronsteuersystem, bei dem aus horizontalem bzw. Farbträgerphasenvergleich ständig eine proportionale Gleichspannung erzeugt und in ein Digitalsignal umgewandelt wird. Dieses Digitalsignal wird nach Parallel-Serienwandlung während einer Vertikalaustastzeile im Fernsehprogramm übertragen und von der Außenstelle empfangen, wobei das Sendesignal als Taktfrequenz genutzt wird. Die auf umgekehrt gleiche Art zurückgewonnene Regelspannung steuert den Impulsgeber der Außenstelle ständig. Die Synchronsteuerung mehrerer und auch mobiler Außenstellen ist möglich.

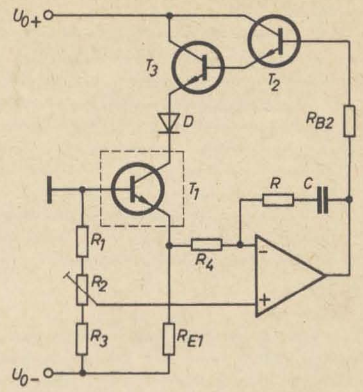
Die Außenstellen können aus feststehenden Nebenstudios, Übertragungswagen, Magnetaufzeichnungsanlagen oder einzelnen Bildquellen, wie Kameras oder Filmgebern, bestehen. Das Zentralsynchronsteuersystem eignet sich auch zur Synchronisation von mobilen Außenstellen, die bei der Fernsehübertragung als sich bewegende Autos, Boote oder Flugzeuge vorkommen. Es können aber auch Impulsgeber für andere technische Aufgaben synchronisiert werden, wenn die Übermittlung der Steuersignale durch fernsehtechnische Einrichtungen erfolgt.

Elektronischer Kleinthermostat

DD-WP 139 511
Int. Cl²: H 05 B 1/02
Inhaber: Danfoss A/S, Nordborg, DK

Elektronische Kleinthermostaten werden sehr vielseitig angewandt. Das im Bild gezeigte Schaltbeispiel erhält einen Transistor T_1 als Heizelement und gleichzeitig als Temperaturfühler. Dieser enge thermische Kontakt zwischen Heizer und Fühler ist einer der wesentlichen Vorzüge der Anordnung.

Nach dem Zuschalten der Betriebsspannungen fließt ständig ein Emitterstrom über den Transistor T_1. Die Basis-Emitterspannung von T_1



wird als Temperaturgeber genutzt und über R_4 dem invertierenden Eingang eines als PI-Regler beschalteten Operationsverstärkers zugeführt. Der nicht invertierende Eingang ist mit einem Sollwert-Spannungsteiler (temperaturabhängige Widerstände oder ähnliches können eingefügt werden) verbunden. Der Ausgang des Operationsverstärkers steuert den aus den Transistoren T_2 und T_3 bestehenden Kollektorwiderstand, der seinerseits die Verlustleistung am Transistor T_1 bestimmt.

Nimmt man eine zu hohe Temperatur des Transistors T_1 an, so vermindert sich dessen Basis-Emitterspannung. Der invertierende Eingang des Operationsverstärkers erhält positiveres Potential, und der Ausgang des Operationsverstärkers wird negativer. Der gesteuerte Kollektorwiderstand von T_1 (T_2, T_3) wird hochohmiger, und die Kollektorverlustleistung von T_1 nimmt ab. Wird dann die Nenntemperatur an T_1 unterschritten, vollzieht sich ein Regelvorgang in umgekehrter Richtung.

Das vorgestellte Schaltungsprinzip bietet vielfältige Abwandlungs- und Anwendungsmöglichkeiten, die über den erläuterten Einsatzfall beträchtlich hinausgehen.

Schaltungsanordnung zur Erzeugung einer definierten Impulsbreite

DD-WP 139 917
Int. Cl.²: H 03 K 5/13
Erfinder: Bernd Schönfeld

In einigen Anwendungsfällen von Impulsformerschaltungen ist es wünschenswert, daß die Ausgangsimpulsbreite unabhängig von der Impulsdauer des Eingangssignals ist. Dadurch ergibt sich in der Serienfertigung der Vorteil, daß beliebige Impulsquellen an die Impulsformerschaltung angeschlossen werden können. Ziel der Erfindung ist es, eine Impulsformerschaltung anzugeben, die unabhängig vom Tastverhältnis der Eingangsimpulsfolge am Ausgang eine vorwählbare konstante Impulsbreite abgibt. Diese Impulsbreite ist in einem weiten Bereich über eine Verzögerungseinrichtung einstellbar. Durch die geringe Erholzeit ist die Schaltung auch bei hohen Impulsfolgefrequenzen einsetzbar.

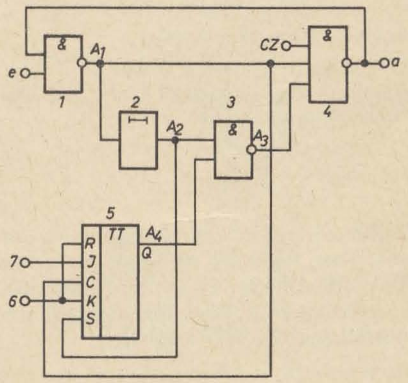


Bild 1

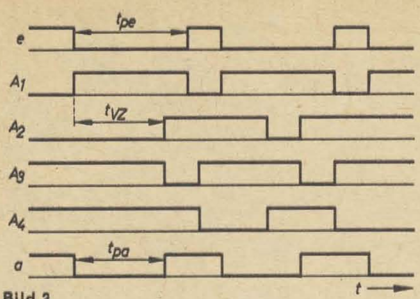


Bild 2

Die Vorteile der Schaltung ergeben sich durch das im zeitbestimmenden Zweig wirksame J-K-Flip-Flop. Die beiden Gatter 1 und 4 bilden eine bistabile Kippschaltung, die anfangs über den Eingang CZ in einen definierten Zustand gesetzt werden muß. Die Pegel an ausgewählten Klemmen sind aus dem Zeitdiagramm ersichtlich.
Durch einen H-L-Sprung am Eingang e wechselt das Potential auf der Leitung A_1 von L auf H. Da CZ und A_1 hohes Potential führen, schaltet das Gatter 4 am Ausgang auf L-Pegel. Dieser H-L-Sprung entspricht der Vorderflanke des Ausgangsimpulses. Gleichzeitig wird die L-H-Flanke der Leitung A_1 über das Verzögerungselement verzögert auf das Gatter 3 gegeben. Dieses schaltet mit der Flanke um, da über den Setzeingang S auf der Leitung 4 vorher ein hohes Potential eingestellt wurde. Die Leitung A_3 nimmt L-Pegel an. Damit wird das Gatter 4 umgeschaltet. An der Ausgangsklemme a erscheint ein L-H-Sprung, was der Rückflanke des Ausgangsimpulses entspricht. Durch die Rückführung des Ausganges auf einen Eingang des Gatters 1 wird erreicht, daß auf der Leitung A_1 der H-Pegel mindestens so lange anhält, bis die Rückflanke des Ausgangsimpulses erscheint. Der Eingangsimpuls kann demnach beliebig schmal sein. Das J-K-Flip-Flop 5 sorgt dafür, daß auf der Leitung A_3 der für eine ordnungsgemäße Erzeugung des Ausgangsimpulses notwendige Pegel vorhanden ist. Die Vorbereitungseingänge haben folgende Belegung: J = L und K = H. Demzufolge wird mit jeder H-L-Flanke am Takteingang der Ausgang Q auf L-Pegel gekippt. Diese Taktflanke entsteht immer dann, wenn der Ausgangsimpuls beendet ist. Ohne das J-K-Flip-Flop würde bei größeren Verzögerungszeiten (große Ausgangsimpulsbreite) des Verzögerungselementes auf der Leitung A_3 noch L-Pegel liegen und das Schalten des Gatters 4 zu diesem Zeitpunkt verhindern. Die Grenzwerte für die Ein- und Ausgangsimpulse werden durch die Gatterschaltzeiten bestimmt.

Minimale Eingangsimpulsdauer

$$t_{pe\,min} = t_{D1LH} + t_{D4HL}$$

Maximale Eingangsimpulsdauer

$$t_{pe\,max} = T - t_{D4HL} - t_{D3LH} - t_{D1LH}$$

Mit diesen Eingangsimpulsen ist eine maximale Ausgangsimpulsdauer von

$$t_{pa\,max} = T - T_{D4HL} - t_{D1HL} - t_{D3LK}$$

erreichbar.

Verfahren und Schaltungsanordnung zur objektiven Kontrolle und Einstellung von definierten Farbarten am Bildschirm von Farbfernsehbildröhren, insbesondere zur Ausführung des Weißabgleichs

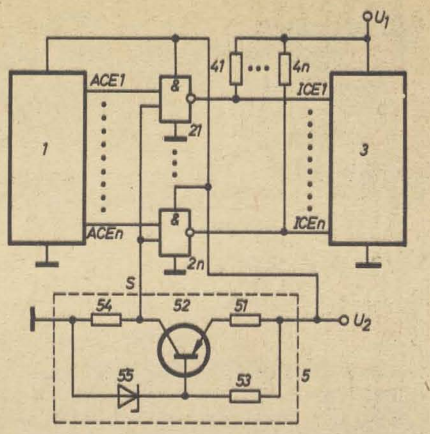
DD-WP 141 102
Int. Cl.[3]: H 04 N 9/62
Anmelder: VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik

Mit dieser Erfindung ist es möglich, unabhängig von der Leuchtdichte eine objektive Kontrolle und Einstellung von definierten Farbarten am Bildschirm von Farbfernsehbildröhren und besonders von Weißabgleich vorzunehmen. Hierbei erfolgt die Anzeige nur mit einem oder zwei Instrumenten oder Indikatoren. Es ist sowohl der statische als auch der dynamische Farb- bzw. Weißabgleich möglich.
Zu diesem Zweck wird auf den Bildschirm der Farbfernsehbildröhre ein Tastkopf aufgesetzt, der drei Fotoelemente enthält, vor denen ein rotes, grünes bzw. blaues Farbfilter angeordnet ist. An die Fotoelemente sind in der Verstärkung einstellbare Gleichstromverstärker angeschlossen, an deren Ausgängen die verstärkten R-, G-, B-Signale zur Verfügung stehen. Daran schließen sich Quotientenbildungsstufen für jeweils zwei Farbwertsignale und daran die Quotientensignale anzeigende Anzeigeeinrichtungen an, wobei vor jeder Quotientenbildungsstufe wahlweise jeweils eine Dilatationsstufe vorgesehen sein kann. Es können aber auch Quotientenbildungsstufen vorgesehen werden, an die sich eine die Quotientensignale mit zwei definierten Sollspannungen vergleichende Vergleichsstufe anschließt, wobei das Ergebnis des Vergleichs auf einem bzw. zwei Nullanzeigern angezeigt wird. In Weiterbildung der Erfindung können an den Endpunkten der Toleranzbereiche Kontakte vorgesehen werden, an die sich eine fehlerregistrierende Ja-Nein-Anzeige anschließt.
Die Vorteile der Erfindung bestehen darin, daß Abweichungen der Farbart über den gesamten Kennlinienbereich der Farbbildröhre wegen der von der Leuchtdichte unabhängigen Anzeige nur durch eine Änderung des Instrumentenausschlages um festgelegte Sollwerte angezeigt werden. Bei richtiger Angabe des zulässigen Toleranzbereiches auf dem Anzeiger wird also der Farbabgleich sehr vereinfacht. Insbesondere ist ein vereinfachter Weißabgleich möglich, da Helligkeitsänderungen ohne Einfluß sind. Die auftretenden Toleranzen sind unmittelbar ablesbar, und eine digitale Auswertung ist in einfacher Weise möglich.
Es besteht auch die Möglichkeit der Überprüfung des Farbtoneinstellers durch direktes Ablesen. Für den Übergang zu einer anderen Farbart muß das Instrument entsprechend geeicht sein. Eine weitere Möglichkeit der Anwendung des Verfahrens ist das direkte Kontrollieren der Einhaltung der Toleranz bei Farbreinheitsfehlern, die insbesondere am Rande der Bildröhre auftreten können. Die kritischen Flächenteile müßten dann mit dem Tastkopf abgetastet werden. Ferner bietet sich als Anwendungsmöglichkeit die Auswertung des Farbbalkendiagramms an.

Ansteuerschaltung zur Gewährleistung des Datenerhalts von statischen RAM-Speichern

DD-WP 141 743
Int. Cl.[3]: H 03 K 17/30
Erfinder: M. Mühlberg und G. Schlegel

Die Erfindung betrifft eine Ansteuerschaltung zur Gewährleistung des Datenerhalts von statischen RAM-Speichern bei Ausnutzung des „Schlafzustandes" der RAM-Elemente. Solche Speicher werden u. a. in Steuerrechnern für Werkzeugmaschinen eingesetzt, damit auch nach dem Abschalten der Betriebsspannung ein Datenerhalt gewährleistet ist.
Bestimmte Typen von statischen RAM-Speichern haben die Eigenschaft, im Ruhezustand einen Datenerhalt bei reduzierter Betriebsspannung und damit verminderter Leistungsaufnahme zu garantieren. Die Speisung der Speicherelemente erfolgt dabei aus gepufferten Akkumulatoren, während die gesamte Randelektronik der Speichermatrix ohne Betriebsspannung verbleibt. In der Ansteuerelektronik für die Speicherelemente müssen Vorkehrungen getroffen werden, damit in der im logischen Verhalten undefinierten Ab- und Zuschaltphase der Betriebsspannung für die Randelektronik eine sichere Ansteuerblockierung für die Speicherelemente besteht.
Mit der erfindungsgemäßen Lösung wird eine Ansteuerblockierung vorgeschlagen, die ohne zentrale Steuerspannung auskommt. Der Grund-

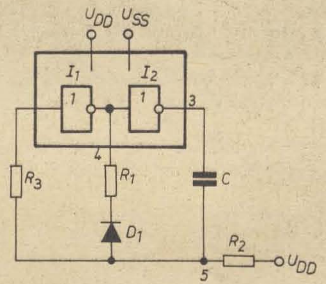


gedanke ist eine Spannungserkennungsschaltung 5, die zusammen mit den NAND-Gliedern 21 bis 2n aus der Betriebsspannung U_2 der Randelektronik gespeist wird. Die Betriebsspannung U_1 ist gepuffert, sie versorgt die Speicherelemente 3 während des Schlafzustandes.
In Abhängigkeit von der Größe der Betriebsspannung U_2 wird am Ausgang S der Auswerteschaltung ein L- oder H-Signal erzeugt. Da diese Signale auf die NAND-Glieder gegeben werden, wird auf diese Weise bei Unterschreitung eines bestimmten Betrages von U_2 die Ansteuerung der Speicherelemente gesperrt. Durch eine gezielte Dimensionierung der Auswerteschaltung ist sichergestellt, daß die NAND-Glieder rechtzeitig gesperrt werden, so daß der Dateninhalt der Speicherelemente nicht gefährdet ist.

Zeitgeber mit einem CMOS-Schaltkreis

DE-AS 2 801 278
Int. Cl.[2]: H 03 K 17/28
Inhaber: Diehl GmbH & Co., Nürnberg

Die Erfindung beschreibt eine astabile Kippschaltung mit CMOS-Schaltkreisen, deren in weiten Grenzen variable Frequenzsteuerung dadurch möglich wird, daß der Lade- und Entladevorgang eines Kondensators über unterschiedliche Widerstände R_1, R_2 erfolgt. Dazu ist erfindungsgemäß in Reihe zum Widerstand R_1 des zeitbestimmenden RC-Gliedes eine Halbleiterdiode D_1 geschaltet. Die Diode ist so gepolt, daß sie stromführend ist, wenn am Ausgang 3 die positive Spannung U_{DD} und demzufolge am Ausgang 4 die negative Spannung U_{SS} anliegt. R_2 liegt in diesem Fall praktisch



parallel zum Kondensator C. Der Ladevorgang des Kondensators wird von R_1 bestimmt. Gilt $R_1 \ll R_2$, so wird der Kondensator unbeeinflußt von R_2 rasch über R_1 aufgeladen, und der Schaltkreis schaltet um. Jetzt liegt am Ausgang 3 die negative Spannung U_{SS} und am Ausgang 4 die positive Spannung U_{DD}; die Diode ist gesperrt und der Widerstand R_1 damit wirkungslos. Die Umladung des Kondensators wird jetzt allein durch R_2 bestimmt. Durch die Variation von R_2 läßt sich die gewünschte Frequenz einstellen. Gegenüber dem bekannten Stand der Technik sind Frequenzänderungen im Verhältnis 1 : 60 möglich. Eine Feinabstimmung der Frequenz ist über die Veränderung der Versorgungsspannung an dem Widerstand R_2 möglich.

Normalzeit- und Normalfrequenzaussendungen vom 16. 8. bis 15. 9. 1980

Herausgegeben vom ASMW – Arbeitsgebiet Zeit- und Frequenznormale

Die Mitteilungen beziehen sich auf die gemäß TGL 31 542/03 in Übereinstimmung mit der Verordnung über die Festlegung der Normalzeit in der DDR vom 30. September 1977 (GBl. I, Nr. 31, S. 346) vom Staatlichen Etalon für Zeit und Frequenz gesteuerten Aussendungen von Zeitmarken und Zeitinformationen sowie auf Normalfrequenzaussendungen.

1. Normalzeit der DDR über Zeitzeichenaussendungen des Senders DGI 182 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| Normalzeit der DDR – Zeitzeichen DGI | ≦ 0,0001 s.

Bei den anderen DDR-Rundfunksendern beträgt diese Unsicherheit infolge der unterschiedlichen Laufzeiten zum Sender –0,0005 bis +0,005 s.

2. UTC(DDR) über Zeitzeichenaussendungen des Senders Y3S 4 525 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| UTC(DDR) – Zeitzeichen Y3S | ≦ 0,0001 s

Information über UT 1 – UTC = DUT 1 + dUT 1

Zeitraum	DUT 1	dUT 1
9. 8.–19. 8.	+0,1 s	+0,04 s
20. 8.–31. 8.	+0,1 s	+0,02 s
1. 9.–10. 9.	+0,1 s	0,00 s
ab 11. 9.	+0,1 s	–0,02 s

3. Aussendung von Synchronimpulsen des Fernsehens der DDR

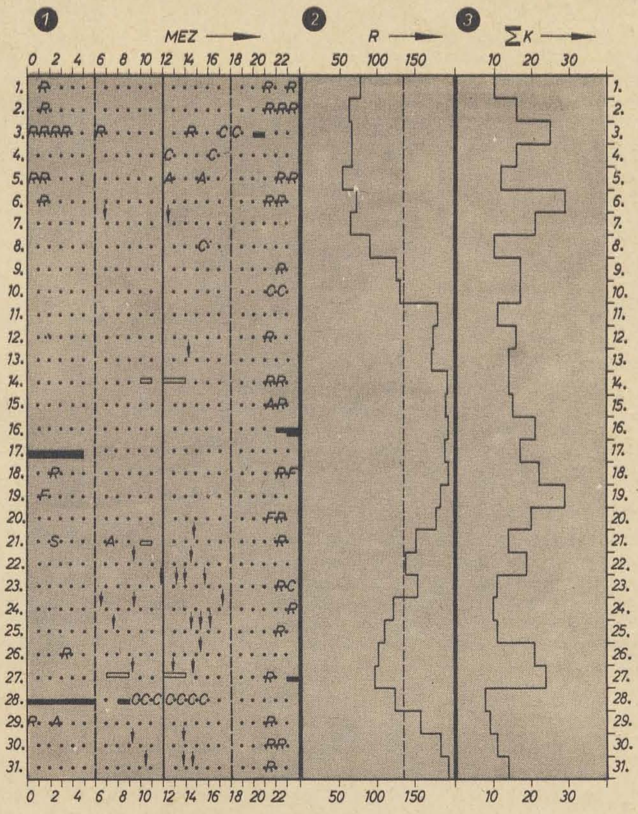
Datum	Aussendungszeit des 1. Bildimpulses nach $13^h\,15^{min}\,00^s$ UTC vom Fernsehturm Berlin (Kanal 5) $13^h\,15^{min}\,00^s$	mittl. Abweichung der Zeilenfrequenz zwischen $13^h\,05^{min}$ und $13^h\,15^{min}$ UTC $\Delta f/f$ in 10^{-10}
16. 8.	+0,002 840 6 s	+0,2
17. 8.	+0,002 840 7 s	–0,5
18. 8.	+0,002 840 7 s	–0,4
19. 8.	+0,002 840 6 s	–0,2
20. 8.	+0,002 840 8 s	+0,1
21. 8.	+0,002 837 3 s	–[1])
22. 8.	+0,002 837 4 s	–[1])
23. 8.	+0,002 841 1 s	+0,2
24. 8.	+0,002 841 0 s	+0,3
25. 8.	+0,002 837 3 s	–0,2
26. 8.	+0,002 840 9 s	–0,2
27. 8.	+0,002 841 0 s	+0,1
28. 8.	+0,002 837 3 s	–[1])
29. 8.	+0,002 841 1 s	–0,1
30. 8.	+0,002 841 3 s	–0,1
31. 8.	+0,002 841 3 s	–0,1
1. 9.	+0,002 837 7 s	–0,2
2. 9.	+0,002 837 7 s	0,0
3. 9.	+0,002 837 7 s	–0,2
4. 9.	+0,002 837 6 s	–0,1
5. 9.	+0,002 837 7 s	–0,3
6. 9.	+0,002 621 9 s	0,0
7. 9.	+0,002 621 9 s	–0,3
8. 9.	+0,002 622 0 s	–0,3
9. 9.	+0,002 622 1 s	–0,9
10. 9.	+0,002 618 4 s	–0,3
11. 9.	+0,002 381 0 s	–0,3
12. 9.	+0,002 381 1 s	–0,3
13. 9.	+0,002 385 0 s	–0,4
14. 9.	+0,006 384 8 s	+0,2
15. 9.	+0,002 385 1 s	–[1])

[1]) Phasensprünge durch Programmumschaltung

KW-Ausbreitung

im August 1980 und Vorschau für November 1980

Herausgegeben vom Zentralinstitut für solar-terrestrische Physik (Heinrich-Hertz-Institut) der Akademie der Wissenschaften der DDR



KW-Ausbreitung im August 1980

1 relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh, Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

$\Delta f/f$
- +41 % und darüber
- +31 ··· +40 %
- +21 ··· +30 %
- +20 ··· –20 %
- –21 ··· –30 %
- –31 ··· –40 %
- –41 % und weniger
- Mögel-Dellinger-Effekt

Keine Messung wegen:

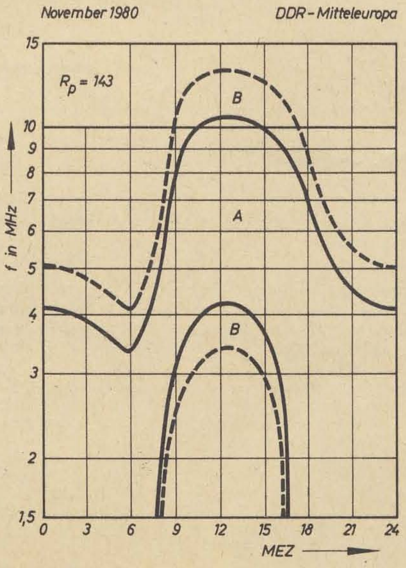
A = Abdeckung durch sporadische E-Schicht
C = Gerätestörung
F = Streureflexionen (Spread F)
G = zu geringer Ionisationsdichte der F_2-Schicht
R = starker selektiver Dämpfung
S = atmosphärischer Störungen

2 gemessene tägliche Züricher Sonnenfleckenrelativzahlen (R) und der Monatsmittel R_M (gestrichelt)

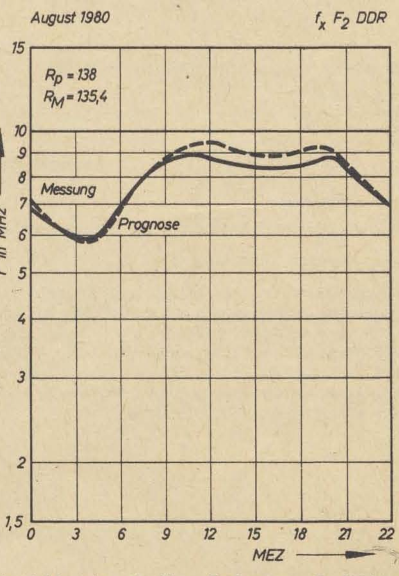
3 Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (ΣK) des Adolf-Schmidt-Observatoriums Niemegk des Zentralinstituts für Physik der Erde der AdW der DDR

Die Frequenzberatung wurde von der Deutschen Post, Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt, Sektor L-F, 1199 Berlin-Adlershof, auf der Grundlage der Prognose des Monatsmittels der Sonnenfleckenrelativzahl R_p (herausgegeben von der Eidgenössischen Sternwarte in Zürich), berechnet

Frequenzberatung



Gegenüberstellung Prognose/Messung



Vorschau für November 1980
Sendeleistung: 100 W Mindestfeldstärke: 10 µV/m Entfernung: 0 .. 600 km
A = sicherer Verkehr B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen

Bauelemente und -gruppen
Halbleiter

SU 165 in Sperrwandler-Schaltnetzteilen

Dipl.-Ing. Horst Prochnow

Es wird eine Sperrwandler-Leistungsschaltstufe beschrieben, die als Prüfschaltung für den Transistor SU 165 in Schaltnetzteilen für Ausgangsleistungen bis 200 W eingesetzt werden kann. Es werden optimale Betriebsbedingungen für den SU 165 abgeleitet sowie Meßergebnisse an 20 geprüften Transistorexemplaren mitgeteilt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 10, S. 667

Elektronische Funktionsgruppen
analog
Verstärkertechnik

Breitbandverstärker bis 100 MHz

Dipl.-Ing. Heinz Lingenfelder

Es wird ein Breitbandverstärker mit einer Amplitudenschwankung $\leq$ 0,5 dB im Frequenzbereich 0,5...100 MHz beschrieben. Das Intermodulationsprodukt 3. Ordnung ist im genannten Frequenzbereich bei einer Ausgangsspannung von 2 $\times$ 0,5 V kleiner als —50 dB. Die Rückwärtsdämpfung ist größer 50 dB, und die Rauschzahl beträgt 15 kT_0. Die Berechnung erfolgt mit Näherungsformeln.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 11, S. 699

Verstärkertechnik

Hochleistungsverstärker LV 1200 – neu konzipiert

Ing. Dieter Borgelt und Dipl.-Phys. Arno Kiekbusch

In Auswertung von geräte- und meßtechnischen Erfahrungen bei Schwingungsprüfungen und untersuchungen mit dem elektrodynamischen Schwingtisch ST 5000 und dem dafür realisierten Transistorleistungsverstärker LV 1200 ergab sich eine neue schaltungs- und gerätetechnische Konzeption und Gestaltung für einen NF-Leistungsverstärker der geforderten Leistungsklasse, die im Beitrag entsprechend dargelegt wird.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 10, S. 670

Speichertechnik
Halbleiterspeicher
Mikrorechentechnik
Programmierung

EPROM-Programmierung mit geringem zusätzlichem Hardwareaufwand

Dipl.-Ing. Siegfried Dehmel und Dipl.-Ing. Reinhard Reimann

In diesem Beitrag wird ein Programmiergerät vorgestellt, mit dessen Hilfe EPROMs programmiert werden können. Neben einem bereits vorhandenen Mikrorechner ist nur ein geringer zusätzlicher Aufwand erforderlich. Ein Programm für die PROM-Programmierung verdeutlicht die Aussagen des Beitrages.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 11, S. 701

Grundlagen und prinzipielle Verfahren

Die logarithmierten Verhältnisgrößen Neper und Dezibel

Dipl.-Ing. Wolfram Friedrich

Dieser Beitrag beschäftigt sich mit den logarithmierten Verhältnisgrößen Dezibel und Neper. Die für die Laborpraxis wichtigen Zusammenhänge der dB-Rechnung werden anhand von Beispielen erläutert. Für den praktischen Gebrauch sind Tafeln und grafische Darstellungen angegeben.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 11, S. 687

Elektronische Geräte
analog

Simulationsstufe zur Bestimmung des dynamischen Innenwiderstandes von Stromversorgungsgeräten

Dr.-Ing. Hans-Bernhard Bemman und Reiner Schüppler

Das Grundanliegen dieses Beitrages besteht darin, ein Belastungsgerät für handelsübliche Stromversorgungsgeräte vorzustellen, mit dem es möglich ist, bei stufenlos einstellbaren Ruheströmen den dynamischen Innenwiderstand dieses Netzteils zu bestimmen.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 11, S. 704

Elektronische Funktionsgruppen
analog

Minimale Längstransistorbelastung bei Stromversorgungen mit MAA 723

Dipl.-Ing. Johannes Gildemeister

Der Beitrag untersucht den Einfluß der Spannungsversorgung für die Spannungsregelschaltung mit dem MAA 723 im Zusammenhang mit zwei Strombegrenzungsschaltungen sowie ihren hybriden Formen auf die Verlustleistung des Längstransistors und ebenfalls die Beeinflussung des Kurzschlußstromes bei Strömen bis zu 10 A durch die jeweilige Längstransistorschaltung. Die Ergebnisse werden durch Zahlenwerte aus Rechnung und Versuch belegt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 11, S. 696

Mikrorechentechnik
Programmierung

PROM mit Mehrfachdioden

Dipl.-Ing. Werner Reckziegel

Es wird ein 16 $\times$ 8-Bit-PROM beschrieben, der mit Mehrfachdioden realisiert wurde und dessen Inhalt erst bei der Inbetriebnahme programmiert und später jederzeit verändert werden kann.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 11, S. 706

Informationstechnik
Informationsverarbeitung
digital

Automatische Digitalisierung mehrfarbiger Leiterplattenentwurfsskizzen

Dr.-Ing. Werner Schmidt und Dr.-Ing. Rolf Streubel

Dieser Beitrag geht auf die Bedeutung der rationellen digitalen Erfassung grafischer Daten und einige Gesichtspunkte der Realisierung entsprechender Geräte ein. Die Wirkungsweise und der grundsätzliche Aufbau einer Einrichtung zur automatischen Digitalisierung von Leiterplattenentwurfsskizzen werden beschrieben.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 11, S. 721

Elektronische Funktionsgruppen
analog

Zu praktischen Problemen bei linearen Strom-Spannungswandlern

Claus Kühnel

Bei der Strom-Spannungswandlung kleiner Ströme im Nanoamperebereich kann eine starke Reduzierung der Grenzfrequenz auftreten. Dieser Beitrag beschreibt die dynamischen Eigenschaften des linearen Wandlers und betrachtet Möglichkeiten der Grenzfrequenzerhöhung bei möglichst gleichbleibender Rauschausgangsspannung.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 11, S. 724

Elektronische Meßtechnik
digital

Mehrfachausnutzung von Displays

HS-Ing. Jürgen Jüchter

Die Mehrfachausnutzung von mehrstelligen Ziffernanzeigeeinheiten bietet sowohl ökonomische Vorteile als auch durch die damit mögliche Zentralisierung der Anzeige von Meßwert- bzw. Zählerinformationen eine Erleichterung der Meßwerterfassung. Es werden einige schaltungstechnische Lösungen vorgeschlagen, die entsprechend dem jeweiligen Anwendungsfall eingesetzt werden können.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 11, S. 727

Reparaturpraxis und Service — Elektronische Meßtechnik

Einstrahloszilloskop EO 211

Peter Reichert und Ing. Rainer Pfahl

Mit dem EO 211 der Firma Serute können elektrische Spannungsverläufe im Frequenzbereich 0...10 MHz abgebildet und deren charakteristische Größen gemessen werden. Besonders geeignet ist dieses Gerät für den Service an Tonband-, Rundfunk- und Fernsehgeräten. Beim Fernsehservice ermöglicht ein zuschaltbares Integrationsglied die stabile Abbildung von BAS-Signalen. Im X-Y-Betrieb können Frequenzvergleiche durchgeführt werden. Der Beitrag enthält den Gesamtstromlaufplan.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 11, S. 730

Bauelemente und -gruppen
Applikation — Rundfunktechnik

Suchlaufprinzip für elektronische UKW-Tuner

Dipl.-Ing. Ulrich Walter

Der Beitrag beschreibt eine Sendersuchlaufschaltung für elektronische UKW-Tuner. Es wird dabei auf ein diskret-digitales Prinzip zurückgegriffen, das die Schieberegisterfunktion des Sensorschaltkreises U 710 D ausnutzt. Durch Anwendung der Schaltung ergibt sich eine Gebrauchswerterhöhung für Geräte mit elektronischem UKW-Tuner, wobei auch eine einfache Art der Fernbedienung möglich ist.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 11, S. 734

Kritische Bemerkungen — Rundfunktechnik
Ein-Kanal

Wir lernten kennen:
Reiseempfänger Steratrans R 2310

Der Reiseempfänger aus dem VEB Stern-Radio Berlin wird hinsichtlich seines Gebrauchswertes beurteilt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 11, S. 733

Auslandstechnik — Bauelemente und -gruppen
Spannungs- und Stromquellen

Stand & Tendenzen
Sonnenbatterien

Dr. Wolfgang Rohde

Neben dem Einsatz in Raumflugkörpern finden Solarzellen jetzt zunehmend Anwendung in irdischen Bereichen der Technik. Besonders die Energieverknappung zwingt dazu, die Sonnenenergie weit mehr als bisher zu nutzen. In diesem Beitrag werden Aktivitäten einiger westlicher Industriestaaten vorgestellt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 11, S. 735

Produktion und Wirtschaft — Kritische Bemerkungen — Auslandstechnik

Die japanische Konkurrenz

In diesem Beitrag setzen wir uns mit den Erfolgen der japanischen Elektronikindustrie auf dem Weltmarkt auseinander.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 11, S. 737

Neuerscheinungen

Analoge Schaltungen und Schaltkreise

Von Prof. Dr.-Ing. Manfred Seifart
Reihe Elektronische Festkörperbauelemente. Etwa 450 Seiten, 305 Bilder, 45 Tafeln, Leinen, etwa 28,– M, Ausland etwa 36,– M. Bestell-Nr. 552 729 5. Erscheint in diesen Tagen.

Eine Übersicht über die wichtigsten analogen Schaltungen mit diskreten Bauelementen und integrierten Schaltungen, ihre Kennwerte und ihre Anwendung. Die zahlreichen Beispiele und Aufgaben wurden so gewählt, daß sie den in der Praxis üblichen Arbeitsmethoden entsprechen. Das Buch soll den Leser zur Entwicklung, Anwendung und zweckmäßigen Auswahl von Schaltungen zur Berechnung und Dimensionierung neuer Schaltungen befähigen.

Halbleitersonderbauelemente

Höchstfrequenz- und Leistungsbauelemente
Von Prof. Dr.-Ing. habil. Reinhold Paul
Reihe Elektronische Festkörperbauelemente. Etwa 400 Seiten, 184 Bilder, 34 Tafeln, etwa 25,– M, Ausland etwa 34,– M. Bestell-Nr. 552 841 5. Erscheint in Kürze.

Mit diesem Band liegt das physikalisch-elektronische Konzept moderner Höchstfrequenz- und Leistungsbauelemente vor. Behandelt werden sowohl Strukturen zur Verbesserung der Eigenschaften klassischer Bauelemente (Grenzfrequenz, Leistung, Wirkungsgrad) als auch neuartige Bauelemente. Da die behandelte Thematik den Fortschritt von Nachrichten- und Rechentechnik wesentlich bestimmt, ist das Buch nicht nur Lehrbuch, sondern auch wertvolle Arbeitsunterlage für bauelementeanwendende und -herstellende Ingenieure und Physiker.

Von Prof. Paul erschienen in der gleichen Reihe:

Halbleiterdioden

452 Seiten, 237 Bilder, 49 Tafeln, Leinen, 28,– M, Ausland 38,– M. Bestell-Nr. 552 277 7

„Ein durchaus als fundamental zu bezeichnendes Grundlagenwerk." Elektronische Informationsverarbeitung und Kybernetik, Berlin.
„Hervorragend zum Selbststudium geeignet." Rundfunktechnische Mitteilungen, Norderstedt.

Halbleiterphysik

Physik und Technik der Halbleiter. 560 Seiten, 223 Bilder, 43 Tafeln, Leinen, 35,– M, Ausland 45,– M. Bestell-Nr. 552 014 9

„Sehr gut gestaltet. Der Inhaltsgliederung und der systematischen Anordnung der einzelnen Teile wurde große Sorgfalt gewidmet." Elektrotechnicky obzor, Prag. „Ein Lehrbuch, wie man es sich wünscht und bei dem ‚die Richtung' stimmt." Messen + Prüfen, Bad Wörrishofen.

Auslieferung durch den Buchhandel

VT

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN